36. Weinheimer
UKW Tagung
21. - 22. September 1991

SCRIPTUM
der
VORTRÄGE



Deutscher Amateur Radio Club e. V.
Ortsverband Weinheim



Inhaltsverzeichnis

xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx

Viel Spaß und Erfolg beim Lesen und Hören der Vorträge und
vy 73
wünscht der OV-Weinheim A 20.

Tagungsleitung:
Silke Hollenbach, DL2IAK
Referenten: Helmut Bahner, DB2IZ

Helmut Bensch
DL 4 KCJ

Die HB 9 CV und ihre Verwandtschaft sowie die neue Generation

Der Vorfahre der HB 9 CV-Antenne ist die W8Jk-Bidirektional-Antenne,Abb. 1.

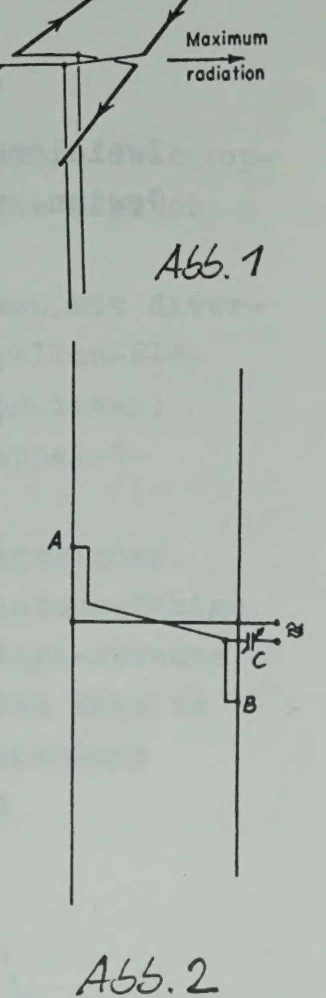


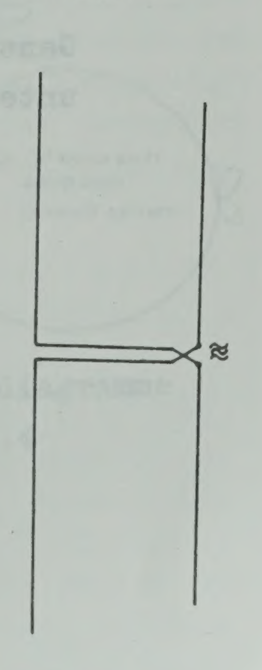
Abb. 1
Abb. 2

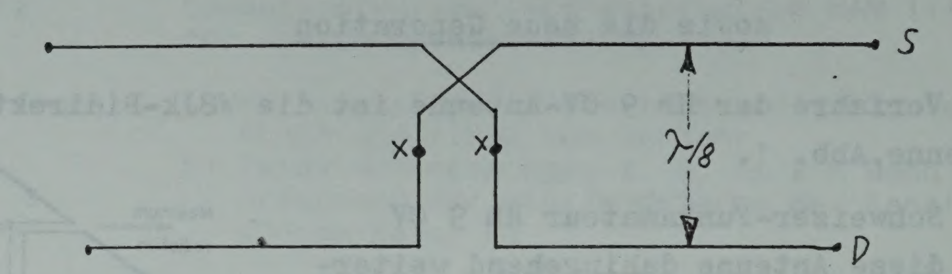
Der Schweizer-Funkamateur HB 9 CV hat diese Antenne dahingehend weiterentwickelt,daß sie nur in eine Richtung strahl und zwar mit 4,2 dB Gewinn.. Dazu mußte ein Strahler zum Reflektor umfunktioniert werden, indem er diesen länger machte.Außerdem wurde die Speiseart der Elemente geändert, Abb. 2. Diese Ausführung hat sich besonders im 2m-UKW-Amateurband als portable Antenne in den letzten 25 Jahren millionenfach bewährt.Um diese Antenne z.B. noch transportfähiger zu machen,konstruierte der Verfasser vor ca. 20 Jahren,eine ähnliche Ausführung mit kippbaren Teleskop-Elementen. Dies ist eine Zweielement log.periodische Antenne also keine HB 9 CV,Abb.3.Im Gewinn liegt diese 0,2 dB unter der HB 9 CV.

Da es aber theoretische Untersuchungen gibt,z.B. im Antennenbuch von G 6 XN, Abb. 4,wurde weiter gesucht,um näher an den theoretischen Maximal-Gewinn von kleiner als 6 dB heranzukommen,Dazu ging ich zurück zur W 8 JK und fand durch zahlreiche Experimente eine neue Zweielement-Richtantenne und zwar mit einem Gewinn von 5,2dB D,Abb.5.

Diese unterscheidet sich von der HB 9 CV zusätzlich durch Folgendes:

1.) Es wird nicht die Kombination Reflektor-Strahler sondern Strahler -Direktor verwendet,dies verspricht auch theoretisch einen höheren Antennen-Gewinn,siehe ARRL Antenna Book 1988 Seite 11-3.


Abb.3



Zweielement-Richtantenne der neuen Generation, 5,2 dBD Gewinn, von DL 4 KCJ . Halbwellenversion mit Anpaßschaltung.

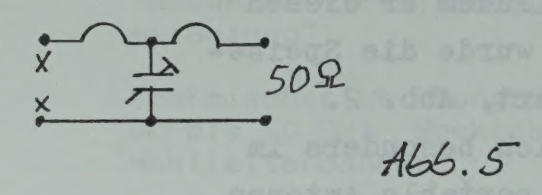
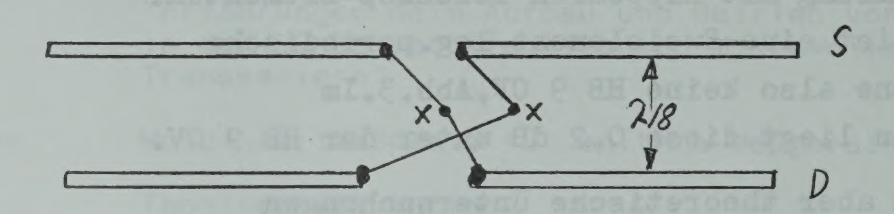


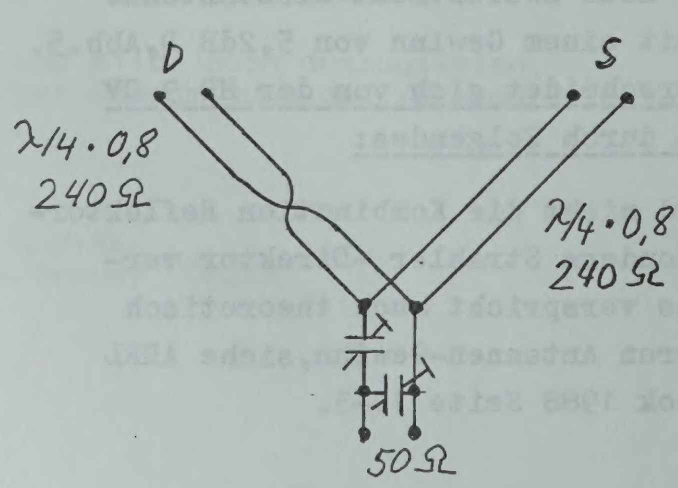
Abb. 5



Ganzwellen-Zweielement-Richtantenne von DL 4 KCJ, unten: Anpaßschaltung dazu.

Helmut Benoch

Abb. 6



Die 30° Phasendifferenz wird nur mit den Längenunterschieden der Elemente Strahler und Direktor erzeugt.

2.)Der zentrale Erregungsort wurde wie bei der W 8 JK beibehalten und bringt hier zwei besondere Vorteile:

a.) Es können bei einer 2m portablen Antenne kippbare Teleskop-Elemente verwendet werden,was bei der HB 9 CV nicht möglich ist.

b.) Es können nun viele weitere Antennenvariationen mit diversen Elementen erstellt werden. Wie z.B. mit Ganzwellen-Elementen,Abb.6 .Folgende weiteren Elemente sind einsetzbar: 1,5 λ Prof.Popovic - bzw. Landstorfer-Elemente,Doppel-V-Dipole und unter anderem der "Faule Heinrich".

Alle diese Variationen führen zu höheren Antennengewinnen. Besonders für das 70cm+23cm-Band können jetzt leistungsfähige portable Antennen erstellt werden. Gegenüber der Yagi-Antenne haben diese Antennenformen,besonders beim portablen Einsatz spezifische Vorteile wegen der geringen Längenausdehnung und der besseren Transportfähigkeit.

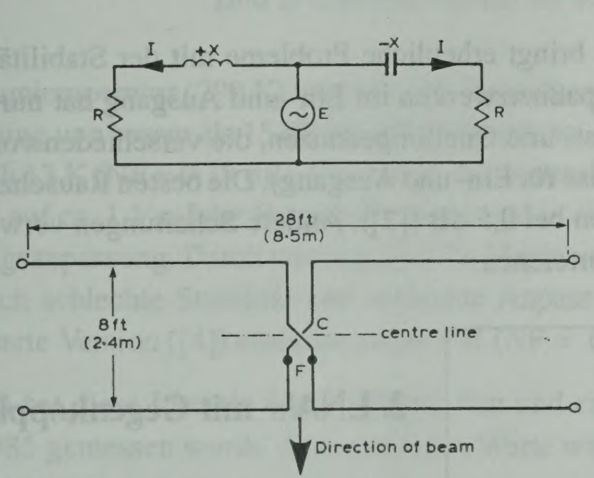
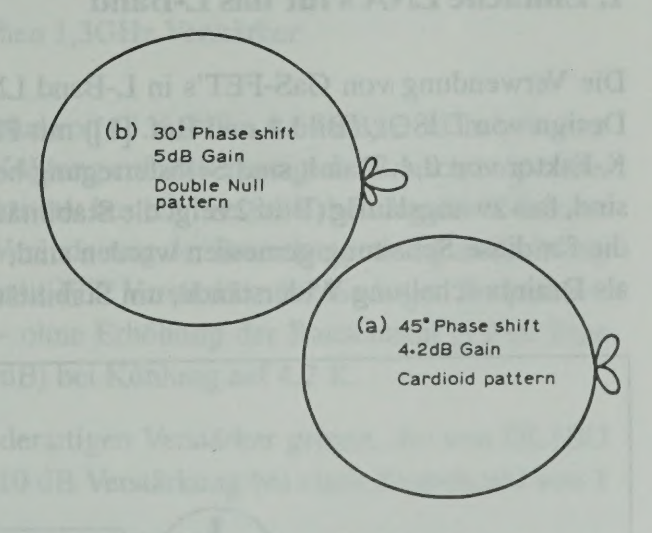


Abb.4 The resonance or "±X" method of phasing; total phase difference between the currents in the two loads (R) is given by tan (φ/2) = X/R or approximately by φ = 2X/R radians if X is less than about R/2. For parallel λ/2 dipoles spaced λ/8 and fed out of phase R = 137·5Ω, the mutual resistance being added to the radiation resistance. Note that with equal values of R the currents are equal only if the reactances are of equal magnitude. Lower fig shows application to the W8JK. The total electrical length from the ends of one element through to the ends of the other is exactly λ/2. Displacing the feedpoint about 4½in (11·4cm) from the centre line was found to produce the desired directional pattern. CF provides the reactance X which amounts to ±21Ω. Due to the short elements R is halved, giving a value of 0·62 for $\psi\psi_0$ corresponding to a gain of 5dB



Mögliche Strahlungsdiagramme der Antenne von Abb.4

Vorverstärker für 23 und 13 cm EME

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV
Glücksburger Str. 20, D-2000 Hamburg 50

Kurzfassung: Für 1.3GHZ und 2.3GHz EME sind sehr rauscharme Vorverstärker für eine niedrige Systemtemperatur wichtig, da der Anteil von der Antenne wegen des niedrigen Rauschpegels am Himmel gering ist. Es werden zwei Vorverstärker beschrieben, einer mit dem AVANTEK ATF10135 für 23 cm und der zweite mit dem FUJITSUB HEMT FHX06 für 13 cm. Beide sind stabil (K > 1), verwenden induktive Gegenkopplung in der Source für Stabilität, haben eine niedrige Rauschzahl < 0,5 dB, benutzen keine teuren High-Q Trimmer, haben gute Rückflußdämpfung im Eingang und einen Hochpass-Frequenzgang für gute Unterdrückung der Fernsehsender. Sie wurden unter Einsatz von Mikrowellen-Design-Software (SUPER-COMPACT PC) konstruiert und sind in SMD-Technik aufgebaut.

Abstract: For EME on 1296 and 2320 MHz very low noise operation of the RX is essential beacause of the low sky temperature. Two different preamps are described. One evolved from the design of WB5LUA and uses the AVANTEK ATF10135 GaAs-FET for 23 cm. The second uses the FUJITSU FHX06 HEMT for 13 cm. Both are constructed with SMD's, provide very low noise figure (< 0.5 dB), use noiseless feedback in the source for stability and good return loss in the input and do not use expensive High-Q Caps for tuning. Highpass gain characteristics allow for suppression of low frequency signals. The valuable application of Microwave-CAD-Software (SUPER-COMPACT PC) is demonstrated.

1. Einfache LNA's für das L-Band

Die Verwendung von GaS-FET's in L-Band LNA's bringt erhebliche Probleme mit der Stabilität. Das Design von DJ8QL (Bild 1 und Ref. [1]) mit PI-Anpaßnetzwerken im Ein- und Ausgang hat nur einen K-Faktor von 0,4. Damit sind Selbsterregung bei Last- und Quellimpedanzen, die verschieden von 50Ω sind, fast zwangsläufig (Bild 2 zeigt die Stabilitätskreise für Ein- und Ausgang). Die besten Rauschzahlen, die für diese Schaltung gemessen worden sind, liegen bei 0,5 dB ([2]). Andere Schaltungen verwenden als Drainbeschaltung Widerstände, um Stabilität zu erreichen.

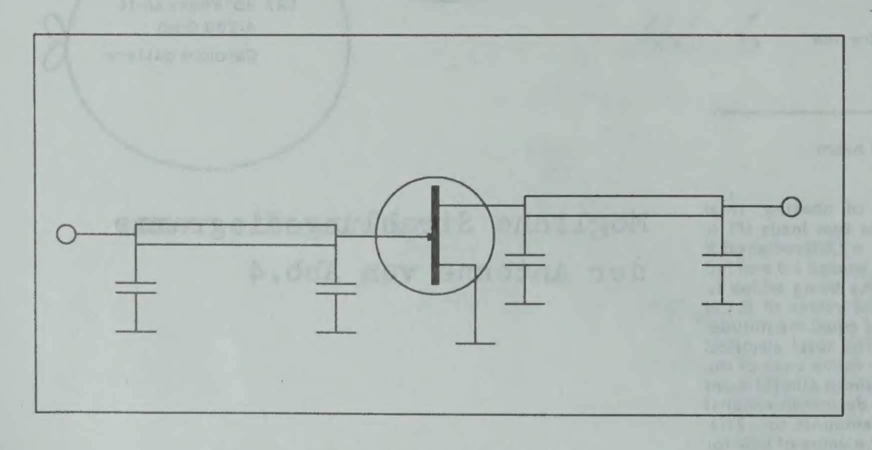


Bild 1: Einfache 1,3 GHz Schaltung

2. LNA's mit Gegenkopplung

Andere Wege wurden in der Radioastronmie beschritten, wo rauscharme Verstärker für das L-Band benötigt werden, die stabil sind (K>1) und gute Eingangsanpassung haben. Die erste Veröffentlichung stammt von 1980 ([3]), die einen gekühlten LNA mit GaAs-FET's beschreibt, der in der Source mit einer induktiven Gegenkopplung ausgestattet ist (Bild 3).

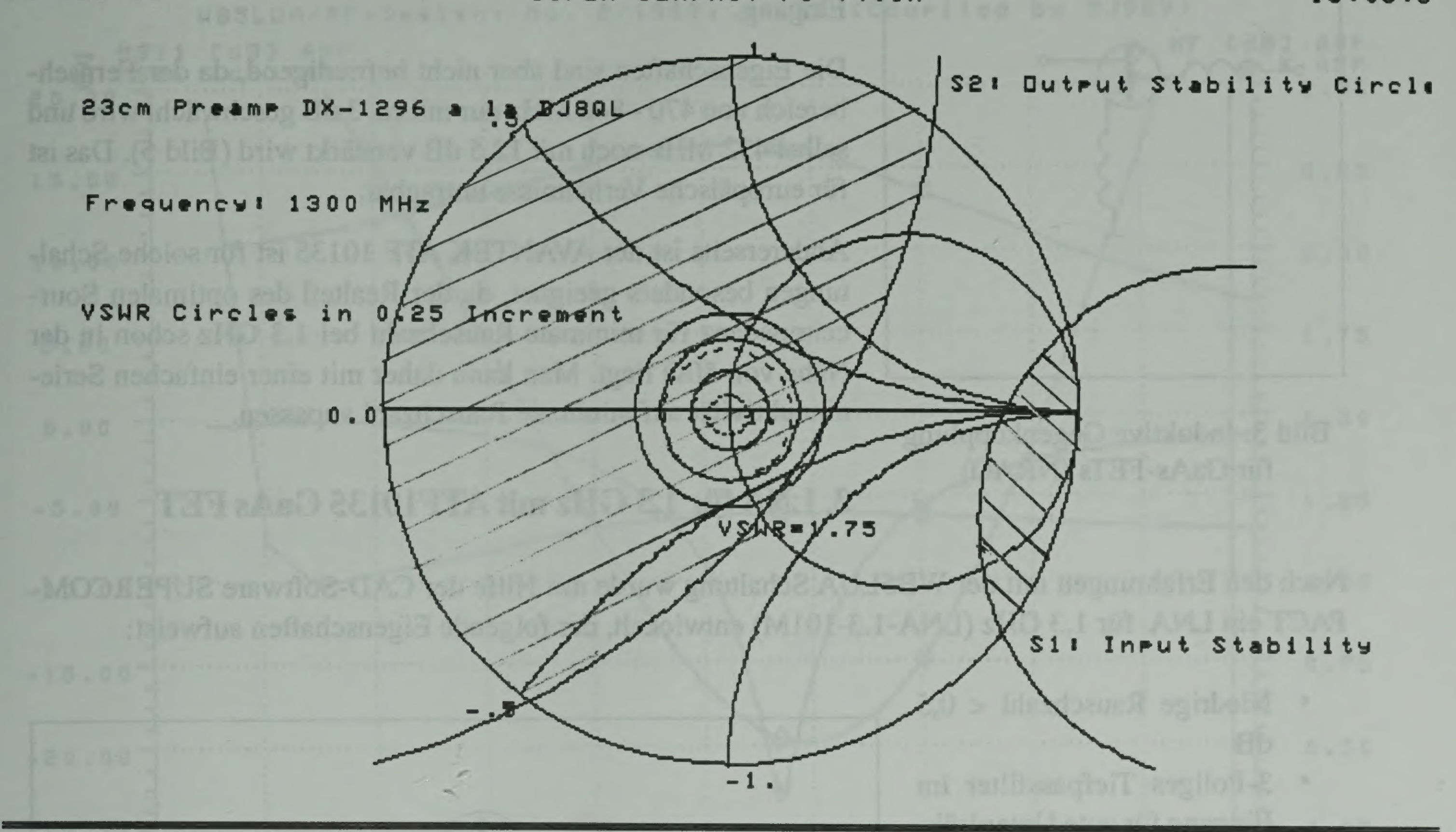


Bild 2: Stabilitätskreise für einfachen 1,3GHz Verstärker

Bei Raumtemperatur (290 K) wurden eine Rauschtemperatur von 48 K (NF = 0.67 dB) erreicht bei einer Anpassung von besser als 15 dB Rückflußdämpfung. Bei Kühlung auf 20 K beträgt die Rauschtemperatur nur noch 13 K (NF = 0.19 dB). Der Effekt der Sourceinduktivität besteht in einer Erhöhung des K-faktors von 0,2 auf ca. 1,1 auf der Betriebsfrequenz und in einer Veränderung der Rauschanpassung in Richtung Leistungsanpassung. Damit wurden zwei Probleme von GaAs-FET Verstärkern bei niedrigen Frequenzen - nämlich schlechte Stabilität und schlechte Anpassung - ohne Erhöhung der Rauschzahl gelöst. Eine verbesserte Version ([4]) erreichte sogar 9 K (NF = 0.13 dB) bei Kühlung auf 4.2 K.

DC8UG hat diese Idee als erster aufgegriffen und einen derartigen Verstärker gebaut, der von DL1BU ([6]) 1985 gemessen wurde. Die erreichten Werte waren 10 dB Verstärkung bei einer Rauschzahl von 1 dB.

Der Nachteil der Methode besteht darin, daß durch die Induktivität bei höheren Frequenzen (> 7GHZ) der K-Faktor wieder kleiner als 1 - die Induktivität erzeugt einen negativen Eingangswiderstand bei dieser Frequenz und wird daher als typische 10 GHz Oszillatorschaltung verwendet - und diese Verstärker dann bei ca. 9 - 11 GHz schwingen. Daher ist ein Kompromiß zwischen der notwendigen Stabilität auf der Betriebsfrequenz durch induktive Gegenkopplung und der gerade dadurch verursachten Instabilität auf ca. 10 GHz notwendig. Nur eine sorgfältige Bemessung der Gegenkopplung und andere, zusätzliche Maßnahmen, können die Stabilität für alle Frequenzen sichern. Das wird am besten durch den Einsatz von CAD-Software erreicht. Al Ward, WB5LUA, hat in ([5]) die Schaltung eines derartigen Verstärkers

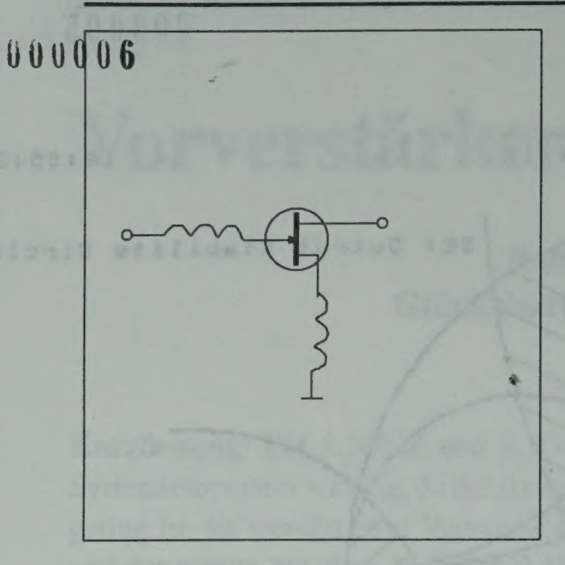


Bild 3: Induktive Gegenkopplung für GaAs-FETs (NRAO)

beschrieben, der mit der TOUCHSTONE CAD-Software von EESOF entwickelt wurde. Die Meßwerte betrugen 0,5 dB Rauschzahl bei 14,5 dB Verstärkung und 8,5 dB Rückflußdämpfung im Eingang.

Die Eigenschaften sind aber nicht befriedigend, da der Fernsehbereich von 470 - 860 MHz nur mit ca. 3 dB geschwächt wird und selbst 432 MHz noch mit 12,5 dB verstärkt wird (Bild 5). Das ist für europäische Verhältnisse untragbar.

Andererseits ist der AVANTEK ATF 10135 ist für solche Schaltungen besonders geeignet, da der Realteil des optimalen Sourceimpedanz für minimale Rauschzahl bei 1.3 GHz schon in der Nähe von 50Ω liegt. Man kann daher mit einer einfachen Serieninduktivität auf minimale Rauschzahl anpassen.

3. LNA für 1,3 GHz mit ATF10135 GaAs FET

Nach den Erfahrungen mit der WB5LUA Schaltung wurde mit Hilfe der CAD-Software SUPERCOMPACT ein LNA für 1,3 GHz (LNA-1.3-101M) entwickelt, der folgende Eigenschaften aufweist:

- Niedrige Rauschzahl < 0,5 dB
- 3-Poliges Tiefpassfilter im Eingang für gute Unterdrükkung der FS-Frequenzen und von 70 cm Signalen
- Einfache Rauschanpassung durch Serienspule im Eingang
- Reproduzierbare Schaltung auf Teflon-Leiterplatte
- Verstärkung 16 dB
- Eingangsanpassung ca. 7 dB Rückflußdämpfung
- Breitbandig stabil (K > 1) von 100 MHz bis 12 GHz

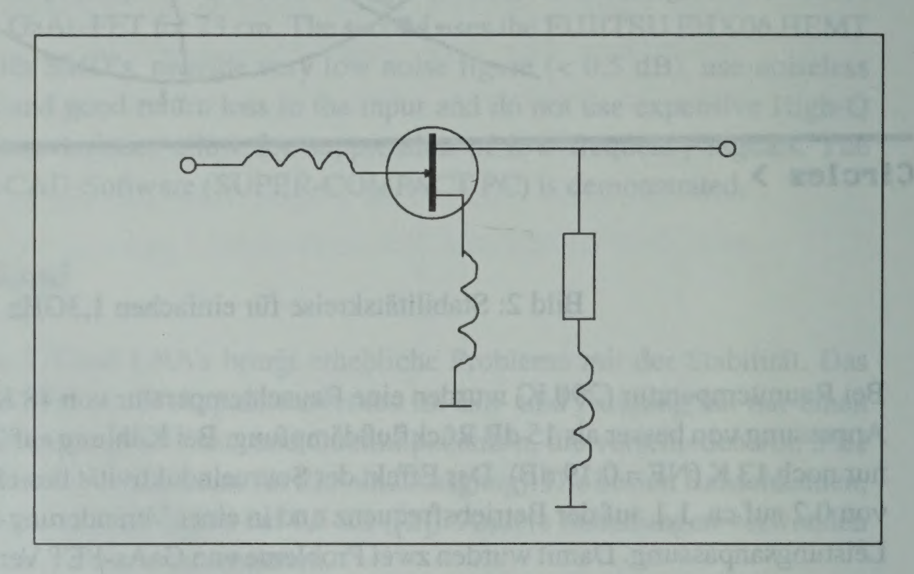


Bild 4: Indukt. Gegenkopplung + R/L-Glied (WB5LUA)

Die Schaltung ist in Bild 6 zu sehen. Nach einem 3-poligen Hochpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 1000 MHz folgt eine Serienspule zur Rauschanpassung, die mit einem Parallel-Kondensator verbessert wird. Die Source-Beschaltung besteht aus 1,5 mm Sourcebeinchen mit 1000 pF Abblock-Kondensatoren. Zur Stabilität auf 10 GHz sind noch 1 pF Parallel-Kondensatoren vorhanden. Der Ausgang wird mit einem R/L-Glied versehen und ist breitbandig.

Die Simulation der elektrischen Werte erfolgte durch die CAD-Software SUPERCOMPACT (SC-PC) und wird in Bild 7 gezeigt. Die Meßwerte zeigen Bild 8, 9 und 10. Das Layout zeigt Bild 11.

Es wurden mehrere Prototypen (4) gebaut. Die Nachbauerfahrungen sind sehr positiv. Bereits ohne Abstimmung hat der Verstärker eine Rauschzahl, die nie mehr als 0,2 dB vom Bestwert lag. Die

000007

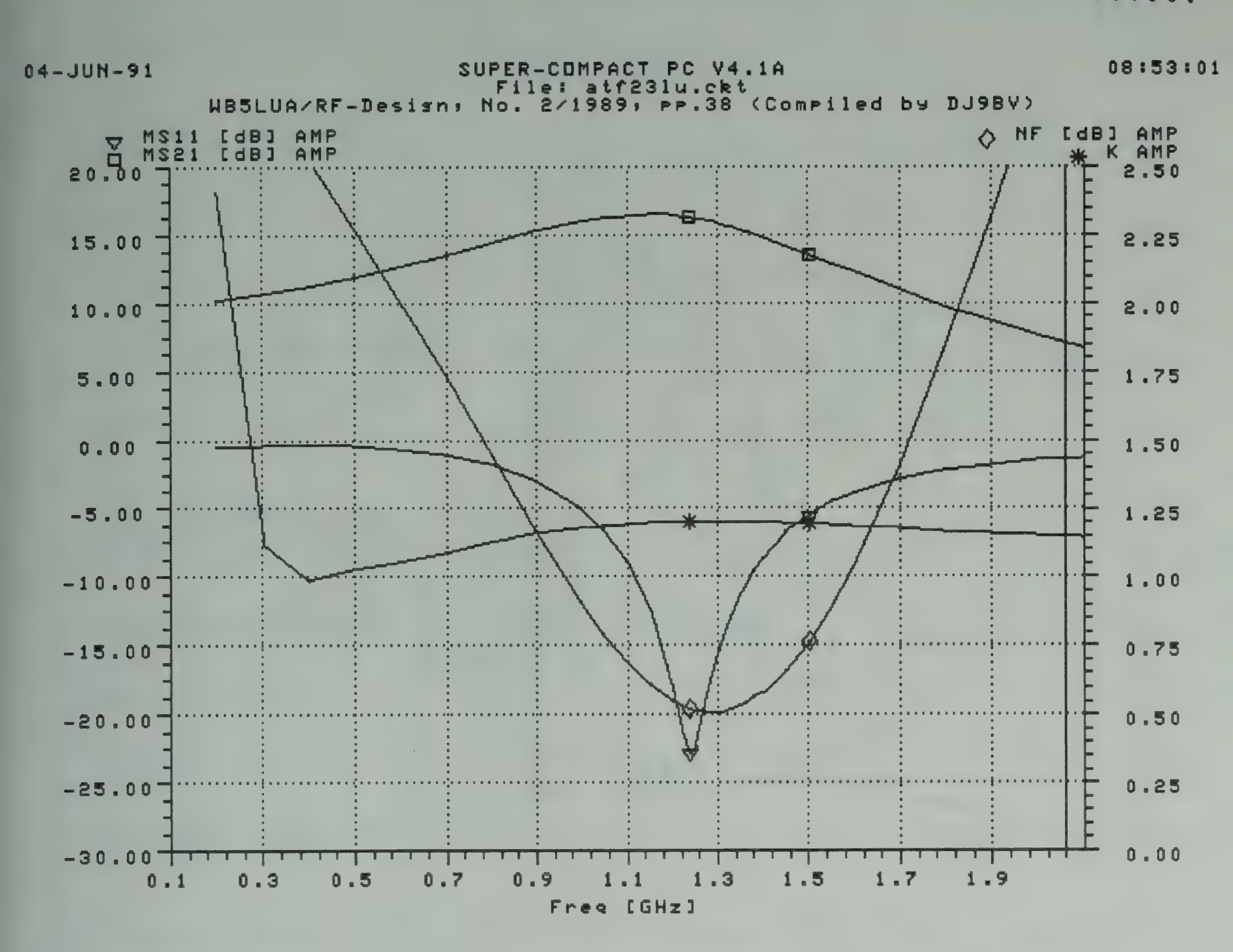


Bild 5: Simulation der WB5LUA-Schaltung mit SC

Abstimmung auf Rauschminimum am PANFI ist denkbar einfach. Mit einem Streichholz oder einem Plastikstift wird nur die Eingangsspule verbogen, bis die Rauschzahl minimal ist. Zusätzlich wird der Drainstrom auf Rauschminimum eingestellt. Diese Einstellung geschieht wechselweise. Die erreichten Werte für NF lagen bei den 4 Prototypen bei 0,36 , 0,41, 0,43 und 0,43 dB. Der Mittelwert ist 0,41 dB. Es kamen FETs aus 2 verschiedenen LOT's zum Einsatz.

Die Rauschanpassung ist extrem breitbandig (1100 -1500 MHz), wie die Meßwerte in Bild 8 zeigen. Trotzdem fällt die Verstärkung unterhalb von 1000 MHz steil (18 dB/Oktave) ab. Vergleicht man die Meßwerte mit der Simulation, fällt auf, daß die gemessenen Werte für NF besser als die aus der Simulation sind. Das mag an der Eichung der Rauschquelle liegen, die ja nur mit +- 0,23 dB spezifiziert ist oder aber daran, daß der ATF10135 bessser als seine publizierten Daten ist. Zudem wurde der ATF10135 nicht mit seinen Datenblattwerten, sondern bei nur 1,1V Drainspannung betrieben, bei der sich die beste Rauschzahl einstellte (ca. 0,1 dB weniger als bei 2 V).

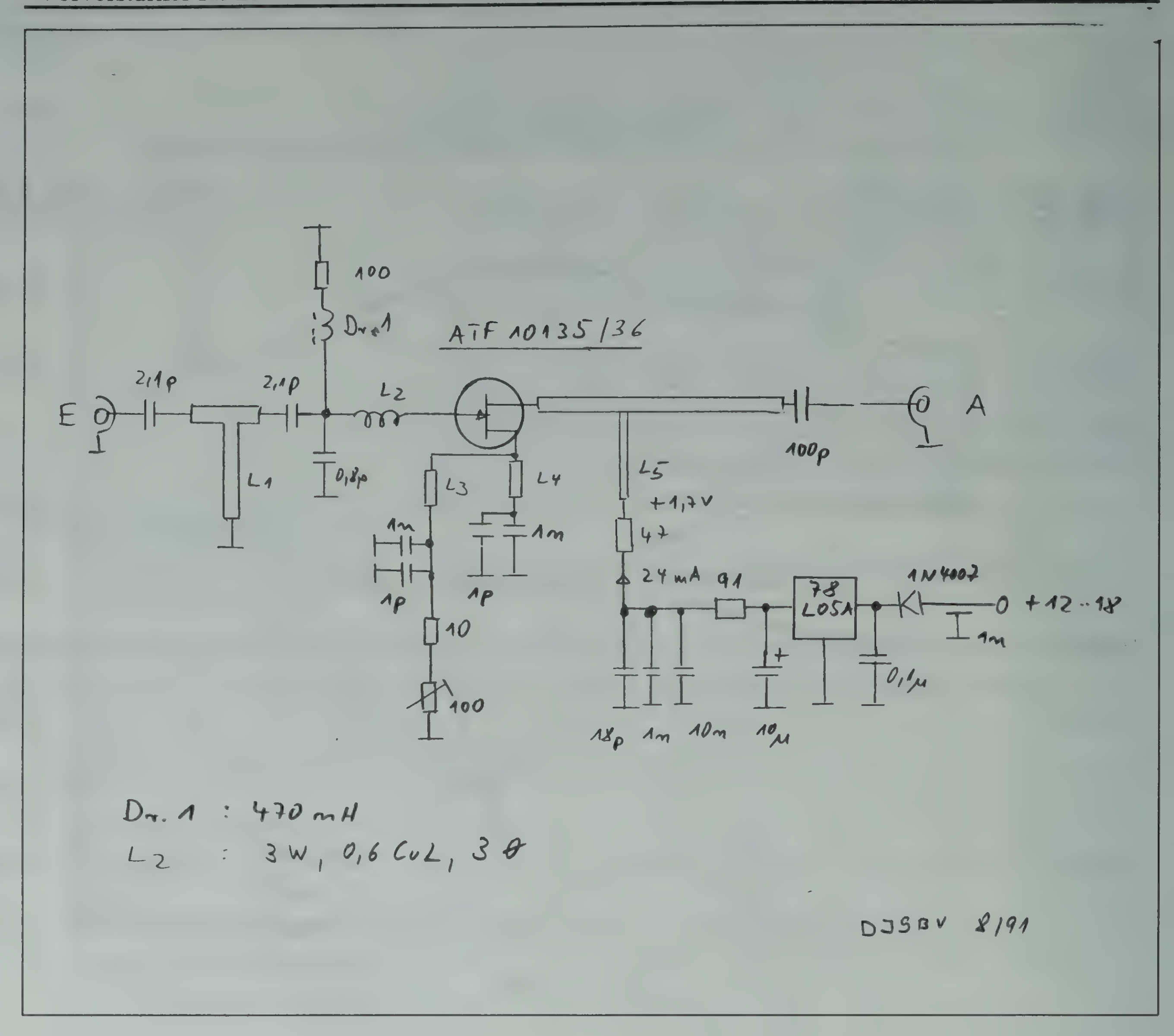


Bild 6: Schaltung des LNA-1,3-101M

4. LNAH-2.3-06 mit HEMT FHX06 für 2,3 GHz

Nachdem sich SUPER-COMPACT PC beim Design des LNA-1.3-101M bewährt hatte, wurde ein Design für 13 cm mit dem HEMT FHX06 von FUJITSU entwickelt, der laut Datenblatt auf 2 GHz eine Rauschzahl von 0,35 dB aufweist. Die Eingangsanpaßschaltung wurde für minimales Last-Q und maximale Bandbreite in der Rauschanpassung dimensioniert. Der schwierige Kompromiß für Stabilität bei der Betriebsfrequenz und oberhalb von 8 GHz konnte gefunden werden. Der LNAH-2.3-06 weist folgende Eigenschaften auf:

- Niedrige Rauschzahl < 0,5 dB
- Hochpaßcharakteristik der Eingangsschaltung für gute Unterdrückung der von 23 &70 cm Signalen
- Einfache Rauschanpassung durch gedruckte Stichleitungen
- Reproduzierbare Schaltung auf Teflon-Leiterplatte
- Verstärkung 14 dB
- Eingangsanpassung mit ca. 4 dB Rückflußdämpfung

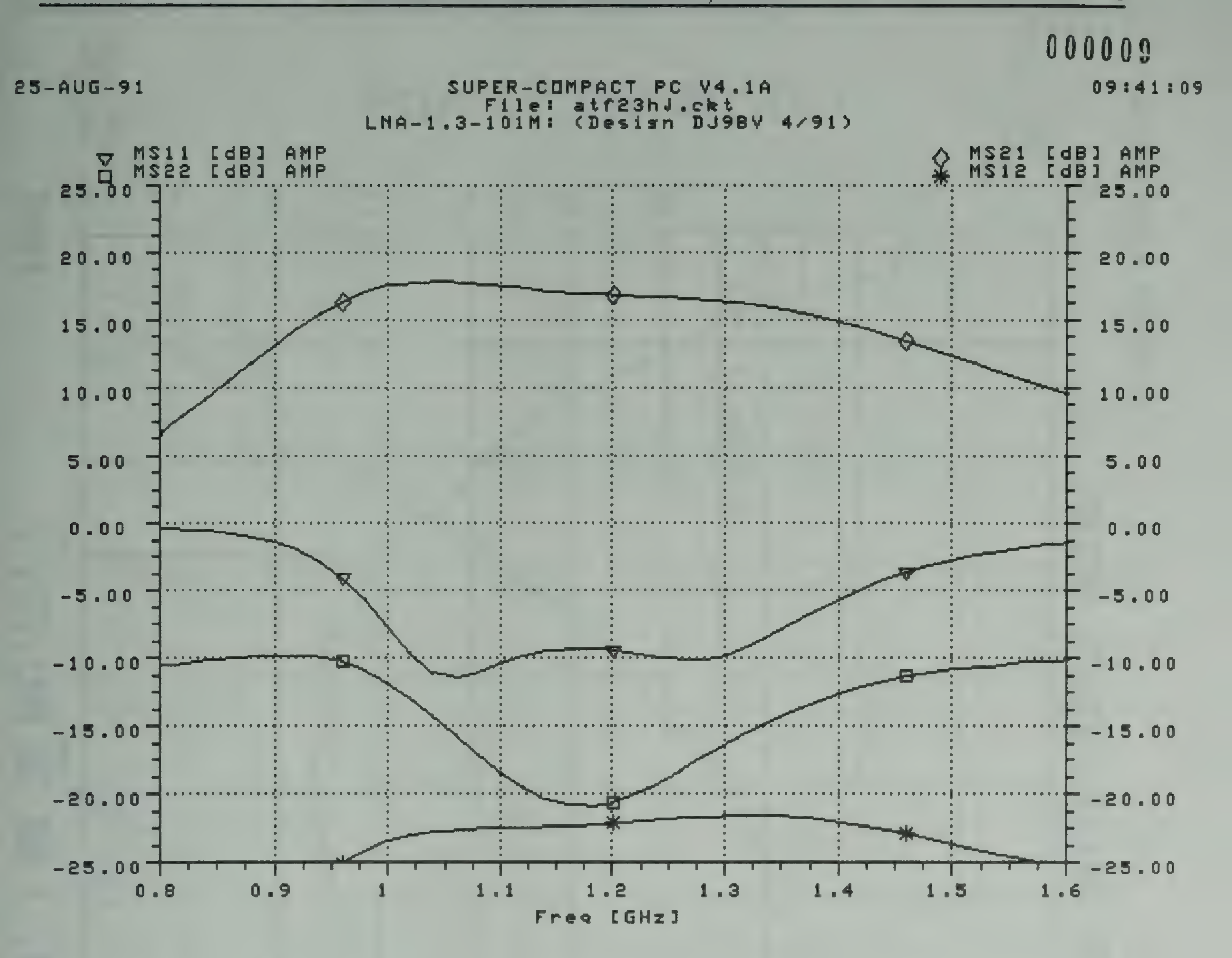


Bild 7: Simulation des LNA-1,3-101M mittels SC

- Stabil (K > 1) von 100 MHz bis 6 GHz

Die Schaltung ist in Bild 12 zu sehen. Der Eingang besteht aus einem Serienkondensator von 1,3 pF und einer Kombination aus Parallel- und Serien-Stichleitungen. Die Source-Beschaltung besteht aus 1 mm Sourcebeinchen mit 100 pF Abblock-Kondensatoren. Der Ausgang wird mit einem R/L-Glied versehen und ist breitbandig.

Die Simulation der elektrischen Werte erfolgte durch die CAD-Software SUPER-COMPACT PC und wird in Bild 13 gezeigt. Das Layout zeigt Bild 14.

Bisher liegen noch keine fundierten Meßergebnisse vor, da bisher nur ein Prototyp vorliegt. Diese werden zu einem späteren Zeitpunkt veröffentlicht.

Schlußbemerkungen

Die Übereinstimmung der Meßwerte mit den simulierten Werten für den LNA-1.3-101M ist relativ gut, wie man aus dem Vergleich zwischen den Werten erkennen kann. Man darf aber nicht zuviel erwarten,



Bild 8: Rauschzahl und Verstärkung für LNA-1.3-101M

000011

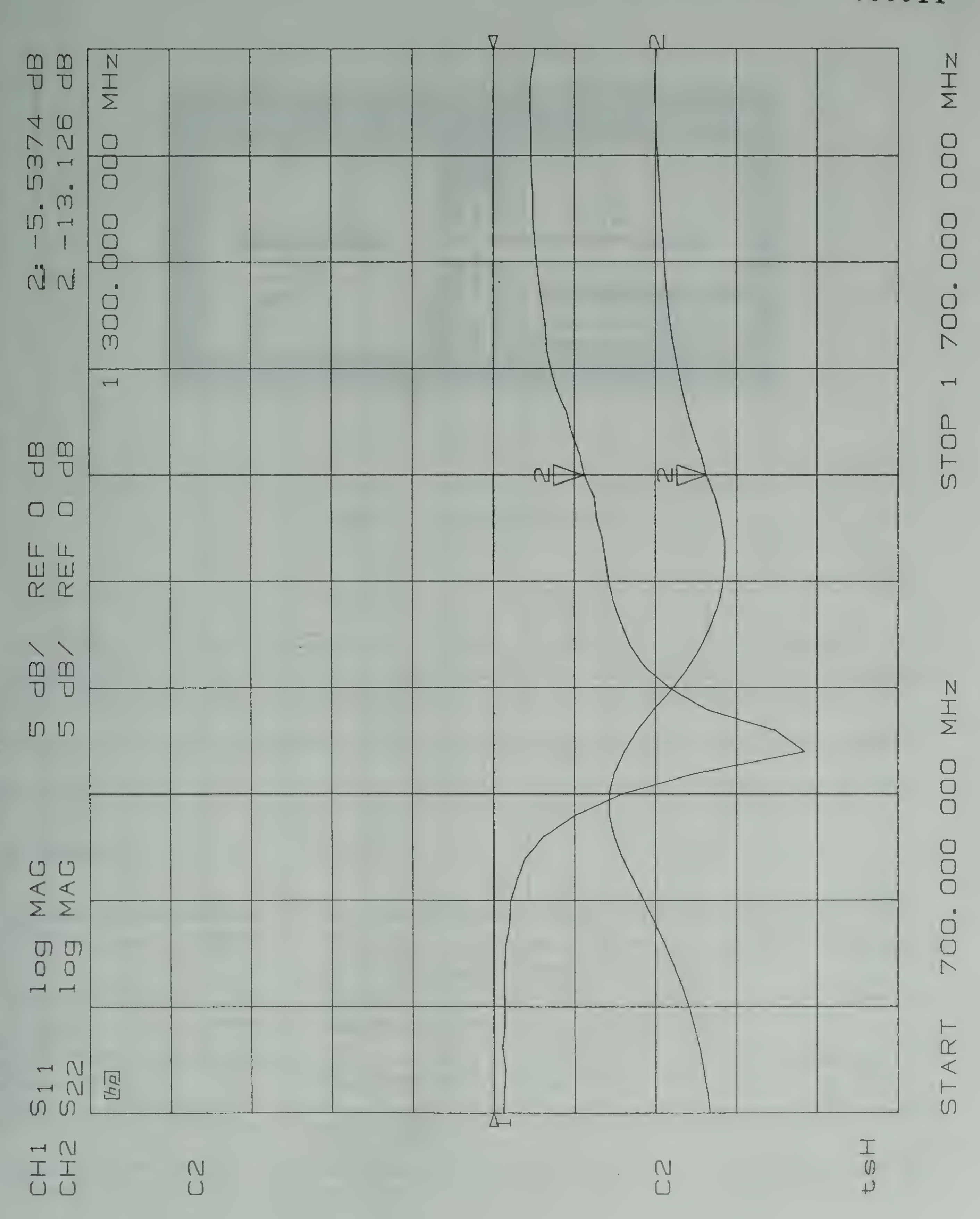


Bild 9: |S11| und |S22| des LNA-1.3-101M

000012

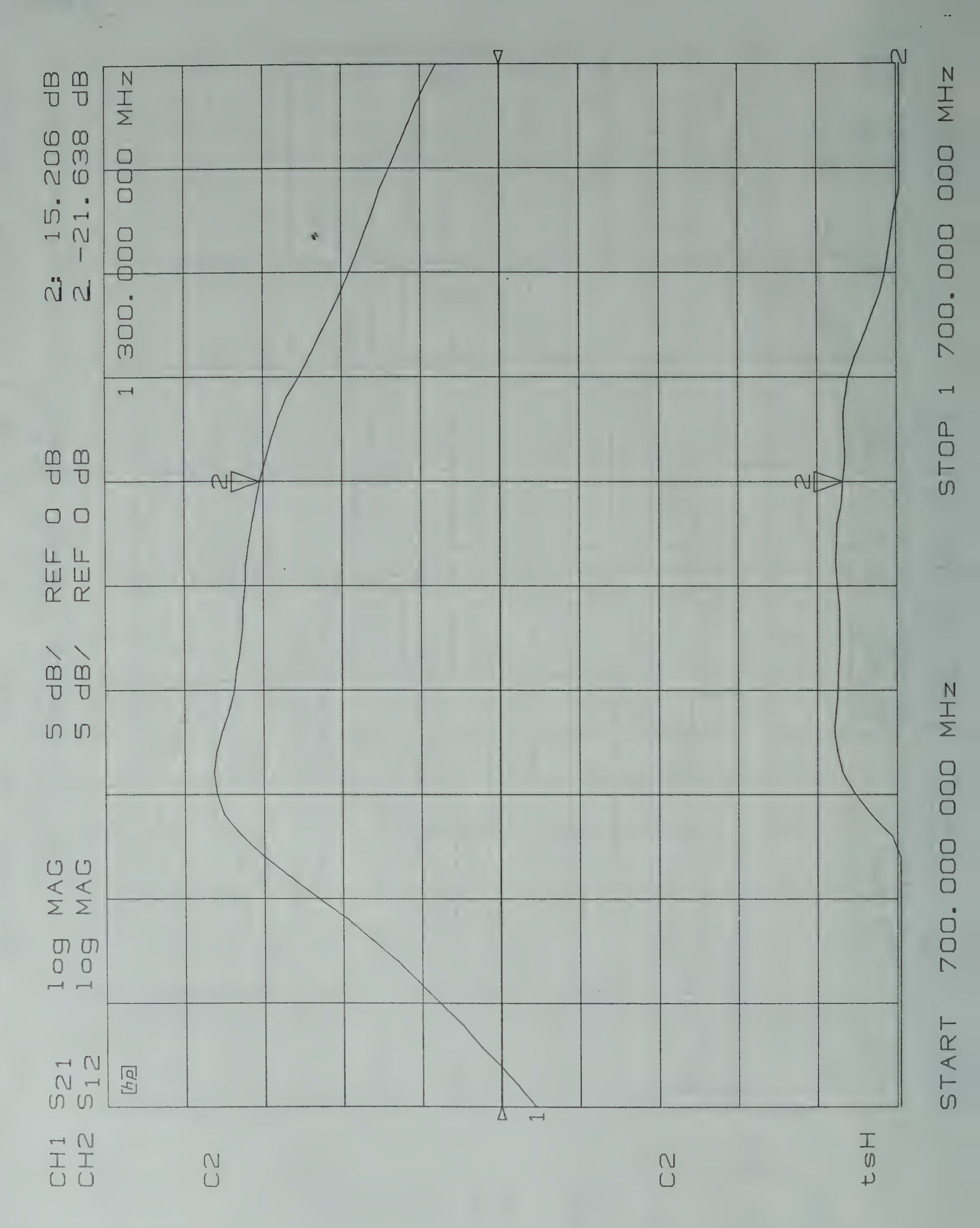


Bild 10: |S21| und |S12| des LNA-1.3-101M

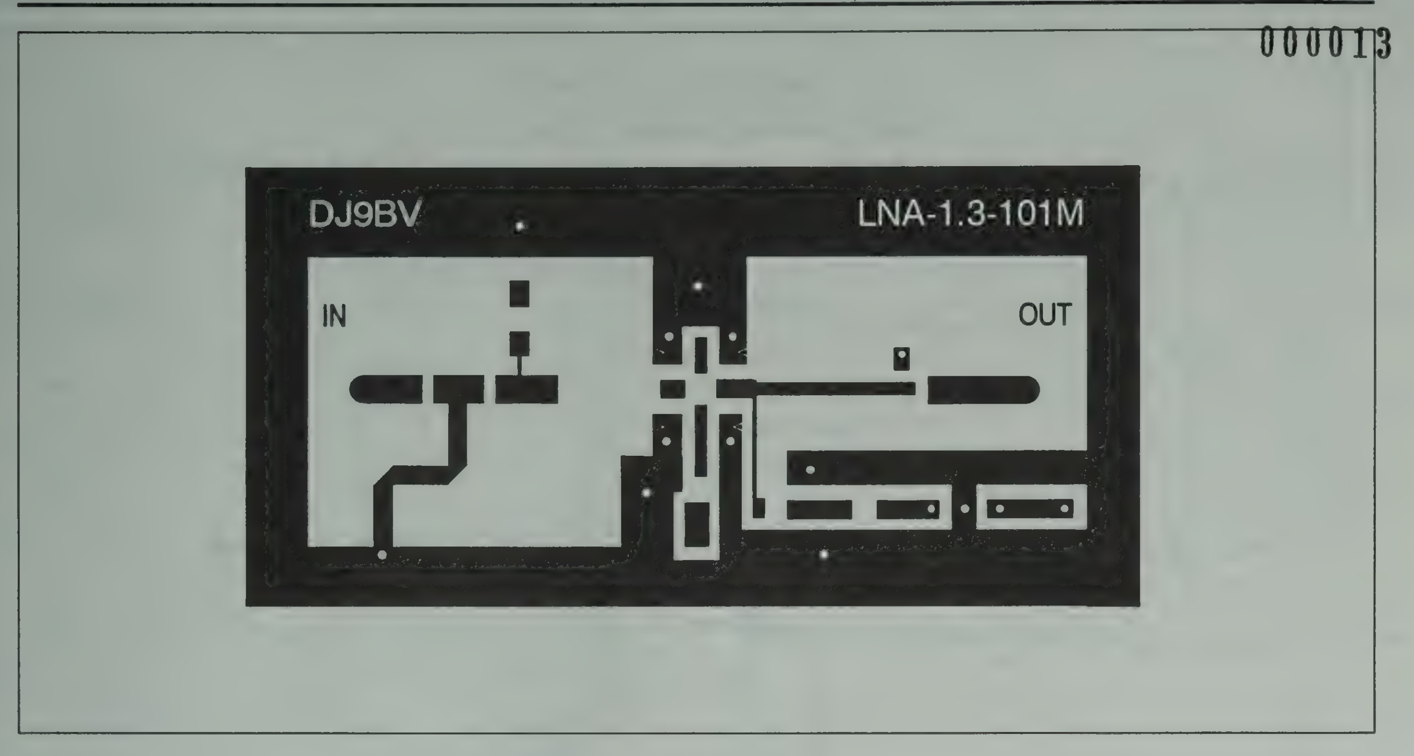


Bild 11: Layout LNA-1.3-101M

da z.B. der ATF10135 sein Rauschminimum bei $U_{DS} = 1{,}1V$ und $I_{DS} = 24mA$ hat, während die S- und Rauschparameter für die Simulation aus dem Datenblatt des ATF10135 für einen Arbeitspunkt mit $U_{DS} = 2{,}0V$ und $I_{DS} = 25mA$ entnommen wurden.

Für den interessierten Amateur wird die erweiterte Beschreibung in DUBUS 4/1991 veröffentlicht.

In Entwicklung sind ein HEMT-Verstärker für 9 cm (Auf Anfrage von Karl, DL9EBL) und für 3 cm.

6. Literatur

[1] Franz Eichhorn, DJ8QL — "23 Preamplifier with MGF1400", DUBUS 3/1980, pp.132-133

[2] R. Bertelsmeier, DJ9BV — "Noise Figure Measurement Results 3 rd Intl EME Conference in Thorn, Netherlands, DUBUS 4/1988, pp. 4 -7

[3] D.R. Williams, W. Lum, S. Weinreb — "L-Band Cyrogenically Cooled GaAsFET Amplifier", Microwave Journal, Vol. 23, No. 10, pp.73-76, Oct 1980

[4] S. Weinreb, D.L. Fenstermacher, R. Harris — "Ultra-Low-Noise 1.2 - 1.7 GHz Cooled GaAs-FET Amplifiers", IEE Trans. MTT-30, No. 6, June 1982, pp. 849 - 853

[5] Al Ward, WB5LUA — "Low-Noise VHF and L-Band GaAs FET Amplifiers", Rf Design Feb 1989, pp. 38 - 45

[6] Günter Schwarzbeck, DL1BU — "Rauscharme Vorverstärker für das 23 cm Band", CQ-DL, 11/1985, S. 624 - 630

7. Danksagung

Herrn Dipl.-Ing. Eichel von TSS sei gedankt für die Überlassung der SUPER-COMPACT-Software, die sich als unschätzbare Hilfe bei der Dimensionierung der Schaltung erwiesen hat. Anders wäre wohl die Problematik der Instabilität auf 10 GHz nicht zu lösen gewesen.

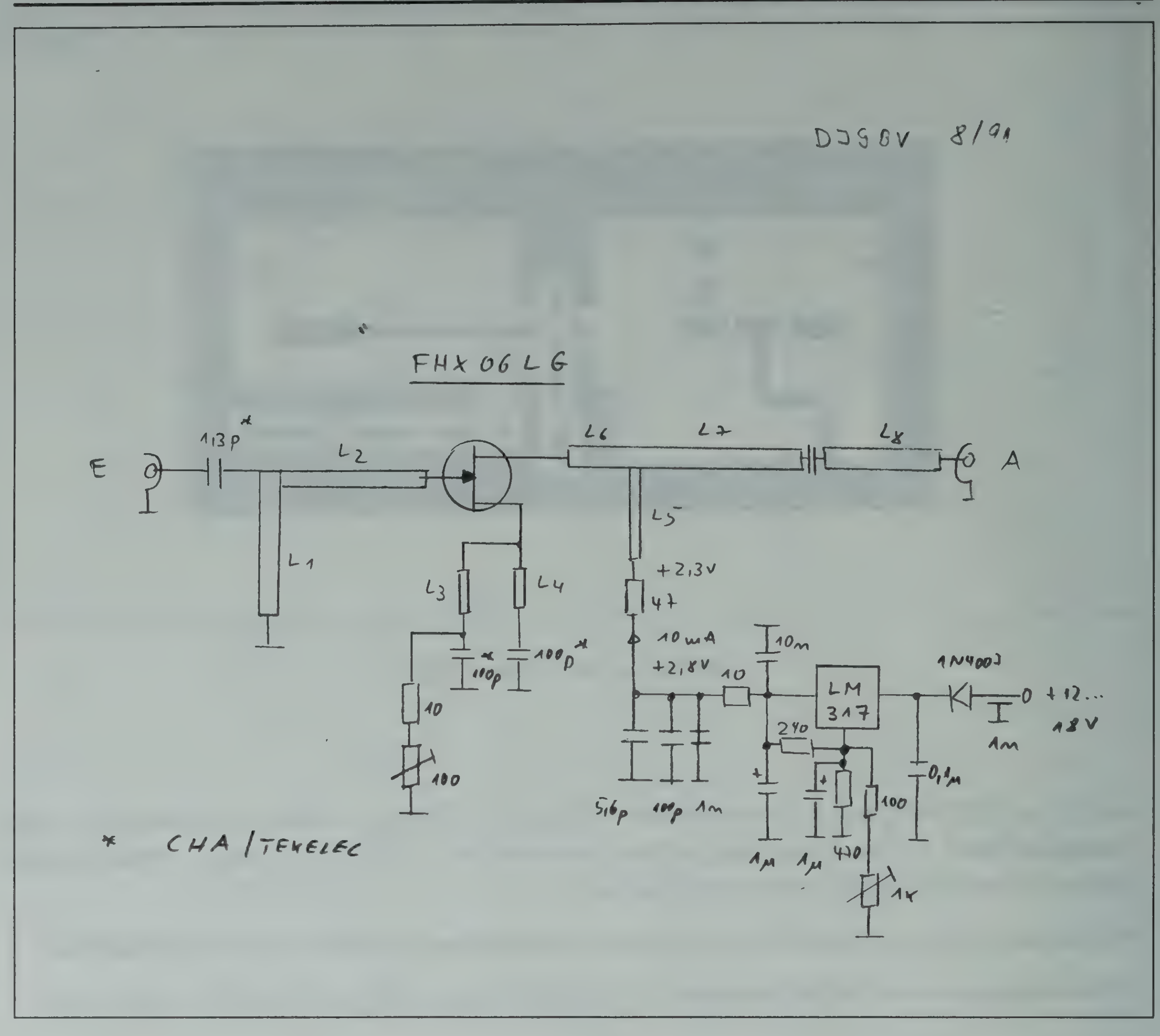


Bild 12: Schaltung des LNAH-2.3-06

Axel, DF1XB, hat die Idee des integrierten Hochpass-Filters eingebracht und die Platinen und die ersten Prototypen gebaut.

Christoph, DF9CY, war behilflich bei der Messung der Rauschzahlen und S-Parameter der Prototypen

Jacques, PE1JKH, hat S-Parameter Messungen der Prototypen durchgeführt.

8. Bezugsquellen

Die Teflon-Leiterplatten (TACONIX TLX) können bezogen werden bei:

Rainer Jäger, DC3XY, Breslauerstr. 4, W-2085 Ellerau, Tel.(++49)(0)410673430

25-AUG-91 SUPER-COMPACT PC V4.1A 10:13:36
File: 13-f06tt.ckt
LNAH-2.3-06 (DJ9BV 5/91)

MS11 [dB] AMP
MS21 [dB] AMP
K AMP
NF [dB] AMP

20.00 15.00 10.00 5.00 0.00 -5.00 -10.00 -15.00 -20.00 -25.00 -30.00
2.50 2.25 2.00 1.75 1.50 1.25 1.00 0.75 0.50 0.25 0.00
1.5 1.75 2 2.25 2.5 2.75 3
Freq [GHz]

Bild 13: Simulation des LNAH-2.3-06 mit SC

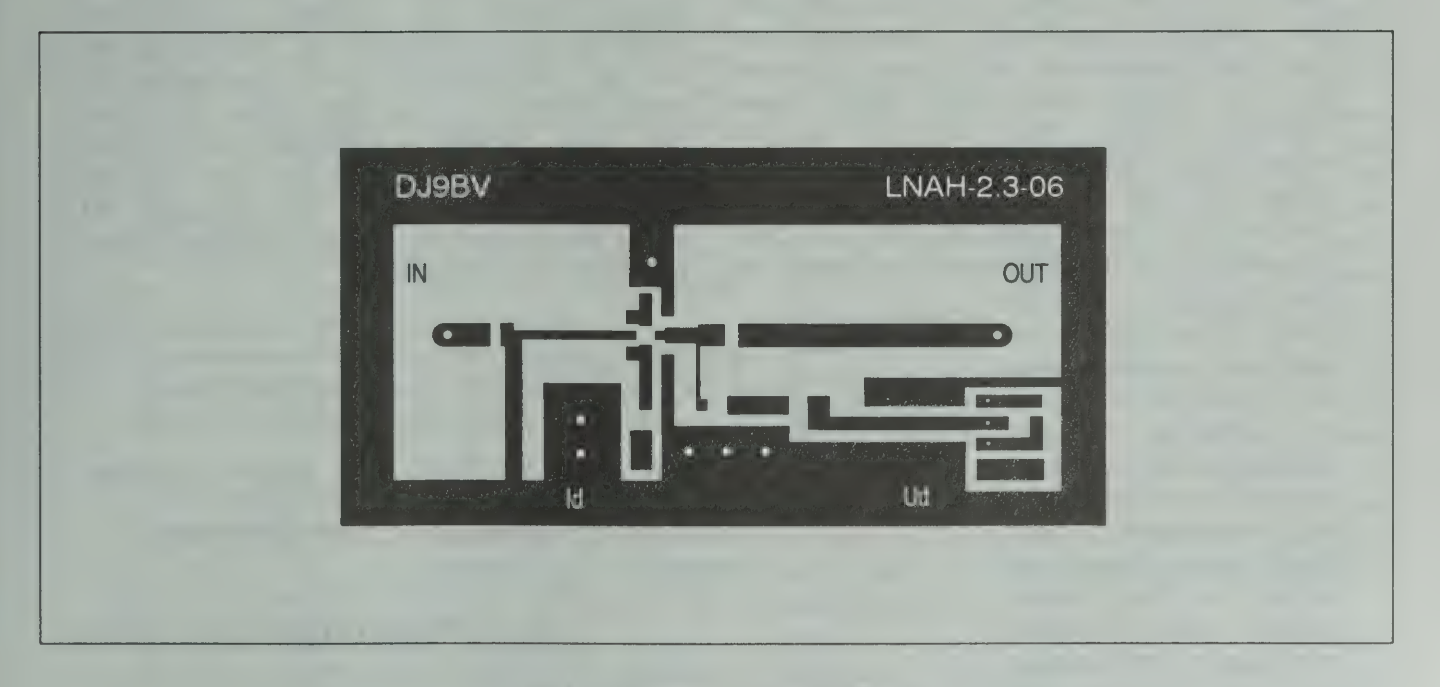


Bild 14: Layout LNAH-2.3-06

Günther Borchert, DF 5 FC Blauer Kamp 48 3200 Hildesheim

Einsteiger für Aufsteiger

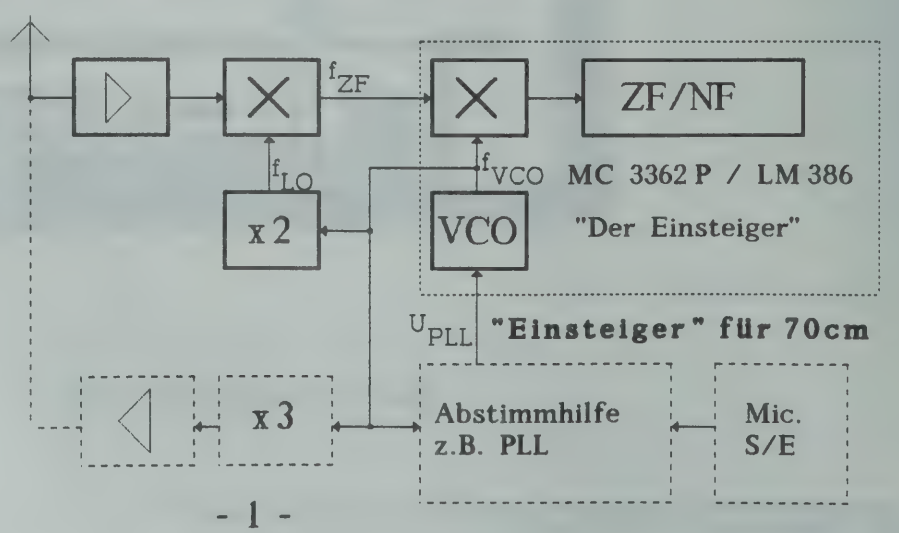
oder : **Einsteiger goes UHF**

1. Einleitung

In diesem Vortrag möchte ich eine Schaltungsidee vorstellen, die den "Einsteiger" JR78 auf höhere Bänder erweitern kann. Die Schaltung selbst soll möglichst einfach gehalten sein und vollständig auf die schon vorhandenen Teile aufbauen. Das Konzept läßt sich auch auf noch höhere Bänder als 70 cm ausbauen, wobei man aber besonders die Kosten im Auge haben muß. Diese standen auch bei dieser Weiterentwicklung mit im Vordergrund. Man kann so für relativ wenig Geld erste Versuche mit der UHF-Technik durchführen.

2. Die Konzeption

Wie schon bei der Besprechung des Einsteigers hervorgehoben, ist der Arbeitsbereich des IC-internen Oszillators des MC3362 P auf maximal etwa 200 MHz begrenzt. Einige Exemplare arbeiten zwar auch über diesem Frequenzbereich, für eine Serie ist dies aber zu unsicher. Für eine Erweiterung des JR 78 auf 70cm ist also entweder ein Konverter nötig oder ein externer Oszillator, der den internen VCO ersetzt.
Welchen Aufwand bedeutet welcher Weg? Betrachten wir zuerst den Einsatz eines externen Oszillators für das Haupt-IC. Ein freischwingender Oszillator kommt ohne PLL-Stabilisierung nicht in Frage. Denkbar wäre eine Version, die auf einem Drittel der benötigten Endfrequenz arbeitet, aber auch hier ist der Aufwand nicht schlecht. Wenn man den Einsatz von Quarzen erwägt, muß man sich über den Vervielfacheraufwand klarwerden und über die Grundfrequenz der Quarze. Außerdem sind die Kosten dabei relativ hoch. Dieses Verfahren kommt wohl nur für spezielle Anwendungen, wie z.B. PR in Frage.
Bleibt also nur das sog. "Konverterprinzip". Um das 70cm-Band direkt auf das 2m- Band umzusetzen, sind fünf Frequenzen im Bereich von 286 MHz bis 294 MHz nötig. Dies läßt sich natürlich umgehen, wenn das 2m-Gerät weiter als die üblichen 2 MHz durchstimmbar ist. Es ist aber auf jeden Fall immer ein Quarzoszillator (nebst einem teurem Quarz) und einiges an Vervielfacherstufen nötig. Weiterhin wird ein weiterer Mischer und evtl. noch ein Verstärker benötigt. Technisch stellt dies alles kein Problem dar, wenn man von einem bestimmten Level an Meßgeräten und Bauteilen ausgeht und wenn der Preis keine Rolle spielt. Aber gerade hier soll eine Lösung gefunden werden, die den sehr preiswerten Einsteiger genauso preiswert für 70cm macht. Bei den Überlegungen zu den Frequenzaufbereitungen wurde auch noch der Wunsch nach einem Sender mit einbezogen. Das Konzept sollte diesmal von vorn herein für einen Transceiver vorgesehen sein.
Bei den Studien fanden sich einige Umsetzstrategien, bei denen über mehrere Stufen von 2m auf 70cm heraufgemischt wurde, um die Problematik mit der auf jeden Fall entstehenden dritten Harmonischen des 2m-Bandes zu umgehen. Dabei wurde z.B. einmal mit 96 MHz gemischt und dann mit 192 MHz. Beide Frequenzen stammen aus einem Oszillator, wobei die höhere durch verdoppeln gewonnen wurde. Die Überlegung war nun, daß dieses Prinzip auch für die Empfangsrichtung funktionieren muß. Weiterhin ist es nicht erforderlich, daß die Mischfrequenzen quarzstabilisiert sind, sondern sie können natürlich auch einem VCO oder ähnlich entstammen. Die Umsetzung sollte nun so ablaufen, daß das 70cm-Signal über zwei Mischstufen auf 10.7 MHz umgesetzt wird (erste ZF des Einsteigers) und daß beide Mischer die **gleiche** Frequenz bzw. Vielfache davon erhalten. Das Ganze ist umso interessanter, da der MC 3362 einen Ausgang für die Oszillatorfrequenz enthält (Pin 20). Mit diesem könnte die "äußere" Aufbereitung gesteuert werden, während der zweite Mischer und der Hauptoszillator im IC verbleiben. Im ersten Anlauf sind zur Erweiterung auf 70cm nur drei weitere Transistoren nötig. Wie funktioniert das nun????? Das soll jetzt im weiteren geklärt werden. Wir beginnen mit einem Blockschaltbild, um die Schaltung selbst nochmals zu verdeutlichen.



Das Eingangssignal f_{in} wird einer "äußeren" Mischstufe zugeführt. Diese erhält das Signal f_{LO} zugeführt, das durch Verdoppeln aus dem Oszillatorsignal f_{VCO} gewonnen wurde. Das Ausgangssignal f_{ZF1} dieser Mischstufe wird dem Eingang des ICs zugeführt, in dem es dann auf 10,7 MHz umgesetzt wird.
Jetzt folgt etwas Rechnung, um den Weg klarer zu machen. Die einzelnen ermittelten Frequenzen sind anschließend nochmals in einer Spektraldarstellung zusammengefaßt, um ihre Lage zueinander zu verdeutlichen.
Als Eingangsfrequenz soll das komplette 70cm-Band von 430MHz bis 440MHz angenommen werden. Der Oszillator kann oberhalb oder unterhalb der Empfangsfrequenz arbeiten. Einige Versuche haben ergeben, daß ein oberhalb arbeitender Oszillator in Sachen Eigenstörungen günstiger ist. Nähere Berechnungen haben dann gezeigt, daß eine Oberwelle des Rückmischquarzes von der ersten ZF auf die zweite ZF eine starke Pfeifstelle hervorgerufen hat, die auch nicht abgeschwächt werden konnte, da sie im IC selbst entstand.
Der Oszillator arbeitet 10,7 MHz oberhalb der Empfangsfrequenzen, also im Bereich 440,7 MHz bis 450,7 MHz. Um den IC-internen Oszillator ohne Probleme verwenden zu können, wurde die Grundfrequenz auf ein Drittel der Ausgangsfrequenz gelegt. Damit muß der Oszillator im Bereich von 146,9 MHz bis 150,234 MHz schwingen. Dies ist immer ohne Probleme erreichbar. Beim Abgleich ergibt sich gleichzeitig der Vorteil, daß die Funktion des Oszillators mit einem 2m-Empfänger überprüft werden kann (für den Fall, daß kein Zähler oder so zur Verfügung steht). Die Oszillatorfrequenz wird einer Verdopplerstufe zugeführt, die an den äußeren Mischer Frequenzen im Bereich von 293,8 MHz bis 300,67 MHz abgibt. Damit ist der Eingangsbereich des eigentlichen Empfängerbausteins $f_e - f_{LO} = 136{,}2$ MHz bis 139,34 MHz. Wer nun noch weiterrechnet, wird feststellen, daß dies, wie erwartet, genau 10,7 MHz unterhalb des Oszillators liegt. Damit geht die Rechnung auf und das Konzept funktioiniert, wenigstens theoretisch.
Nach so viel Zahlenwirrwarr kommt nun die versprochene Zeichnung, die das Ganze vielleicht noch etwas klarer macht.

Verteilung der an der Umsetzung beteiligten Frequenzkomponenten

f_{ZF1} f_{LO} $2xf_{LO}$ f_E
70cm
136,2 150,23 293,8 300,6
139,34 146,9 MHz 430 440

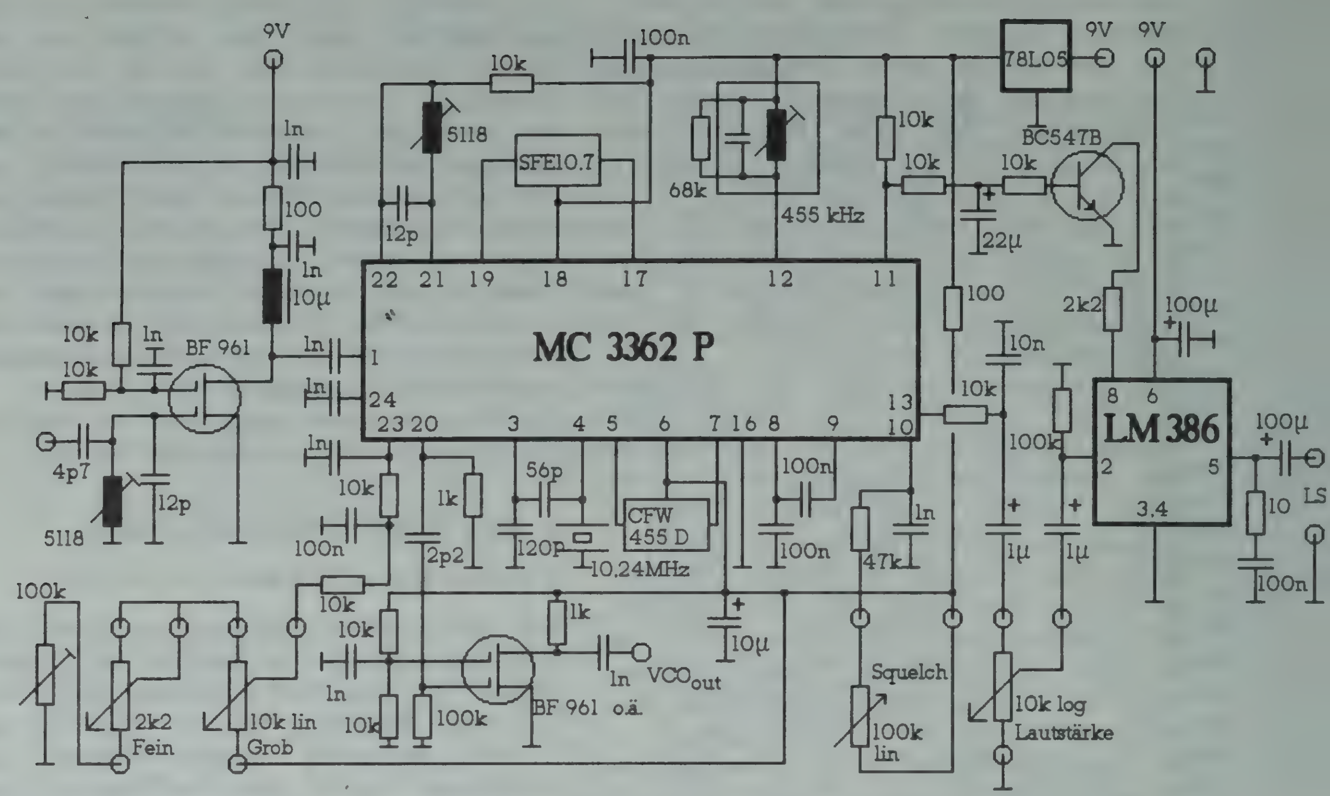
Die Oszillatorfrequenz liegt insgesamt nur etwas über dem eigentlichen 2m-Band und bei weiterer Betrachtung fällt auf, daß eine Verdreifachung direkt die Sendefrequenzen erzeugen würde. Der Oszillator müßte dafür nur bei Sendung im Bereich von 143,3 MHz bis 146,6 MHz arbeiten. Dies ist ohne Probleme zu realisieren, erfordert aber für die nötige Stabilität auf jeden Fall eine PLL-Schaltung. Diese ist auch für den Empfänger nicht zu verachten, so daß die Schaltung insgesamt so ausgelegt worden ist, daß eine entsprechende Regelschaltung angekoppelt werden kann.
Damit soll es auch genug sein der theoretischen Ausschweifungen, jetzt folgt die Tat.

3. Die praktische Schaltung

3.1 Der Empfänger

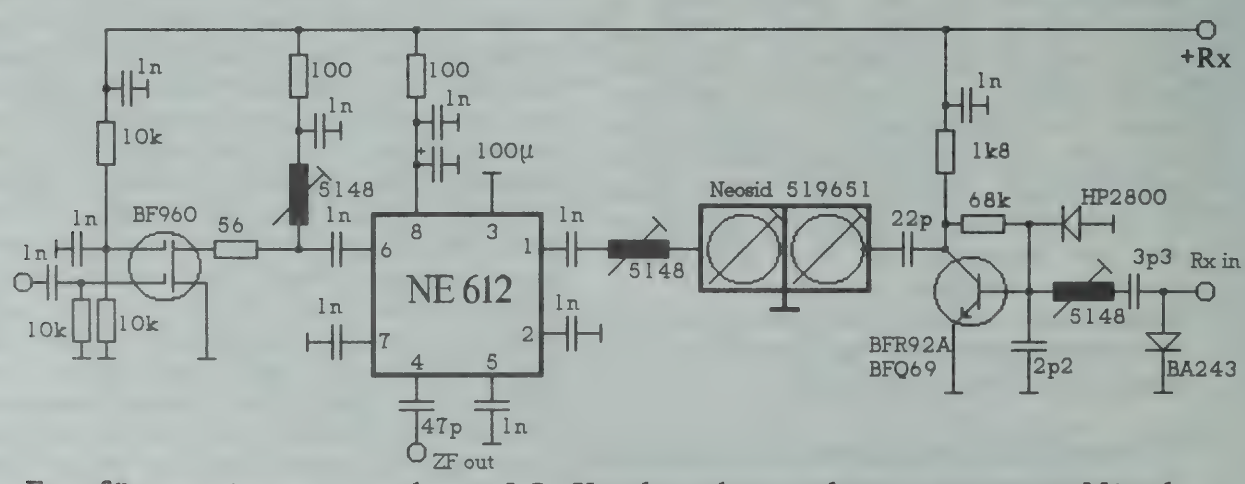
Wir starten mit der Schaltung des eigentlichen Empfangsbausteins ohne Vorstufen und äußeren Mischer. Er entspricht vollständig der Schaltung des Einsteigers und ist nur um die Oszillatorauskopplung ergänzt worden. Zur Erinnerung kommt jetzt erst einmal das Schaltbild des JR 78 (modifiziert). Aus Platzgründen ist es auf die nächste Seite gedruckt.

An Pin 20 des MC 3362 steht die Spannung des ersten LO an einem Open-Emitterausgang zur Verfügung. Dies bedeutet, daß ein Widerstand, laut Datenblatt 3k, nach Masse geschaltet werden muß, um Pegel zu erhalten. Leider ist die Entkopplung nicht sehr gut, außerdem ist der Pegel gering. Zur Verbesserung der Entkopplung wird nur ein Koppelkondensator von 2,2 pF eingesetzt, gefolgt von einer DG-MOS-FET-Stufe. Diese arbeitet auf einen Widerstand, hat damit nahezu keine Verstärkung und wirkt nur als Puffer. Schwingkreise aller Art sind hier vermieden worden, um jede Schwingneigung (der Verstärker, HI) zu vermeiden. Zur weiteren Verstärkung eignet sich nun hervorragend ein moderner Breitbandvertärker. Er gleicht in seinem Äußerem einem Transistor, enthält aber meistens gleich mehrere davon. Die Beschaltung ist sehr einfach und es sind Verstärkungen bis zu 30 dB möglich, je nach Typ. Hier kommt ein MSA 2111 von Avantek zum Einsatz, hinter dem etwa +6 dBm anstehen. Dieses Signal wird in einem passiven Leistungsteiler so verteilt, daß der externe Verdoppler, die PLL und natürlich auch der Senderverdreifacher angeschlossen werden kann.
Jetzt folgt der Verdoppler. Als Verdopplerschaltung haben sich z.B. im Sender JR80 DG-MOS-FETs sehr bewährt. Aus diesem Grunde wird auch hier ein solcher eingesetzt. Um die Betriebssicherheit zu erhöhen, arbeitet er auf einen fertigen Helicalkreis von Neosid. Überhaupt sind möglichst alle Spulen als Fer-



Modifizierte Schaltung des "Einsteigers"

tigkreise ausgeführt, um hier wieder eine sehr große Nachbausicherheit zu erreichen.
Als Mischer wurden eine Vielzahl von Schaltungen getestet. Nach allen Vesuchen blieben einmal ein MOS-FET-Mischer und ein Misch-IC von Valvo, de NE 612. Obwohl letzterer etwa 5 DM kostet, wurde ihm der Vorzug gegeben. Der Mischer ist balanciert, was den Oszillatordurchschlag zur ZF hin abmildert und so eine Übesteuerung des folgenden Verstärkers verhindert. Leider ist die Durchgangsverstärkung nicht sehr groß, so daß eine weitere Verstärkerstufe eforderlich war. Wenn diese vor dem Haupt-IC im Empfänger sitzt, erhalten wird exakt die Schaltung des Einsteigers!!. Als dieses deutlich wurde, wurde natürlich überlegt, den 70cm-Teil als Zusatz zum Einsteiger, sozusagen als Konverter, zu entwerfen dazu mehr in meinem Vortrag.

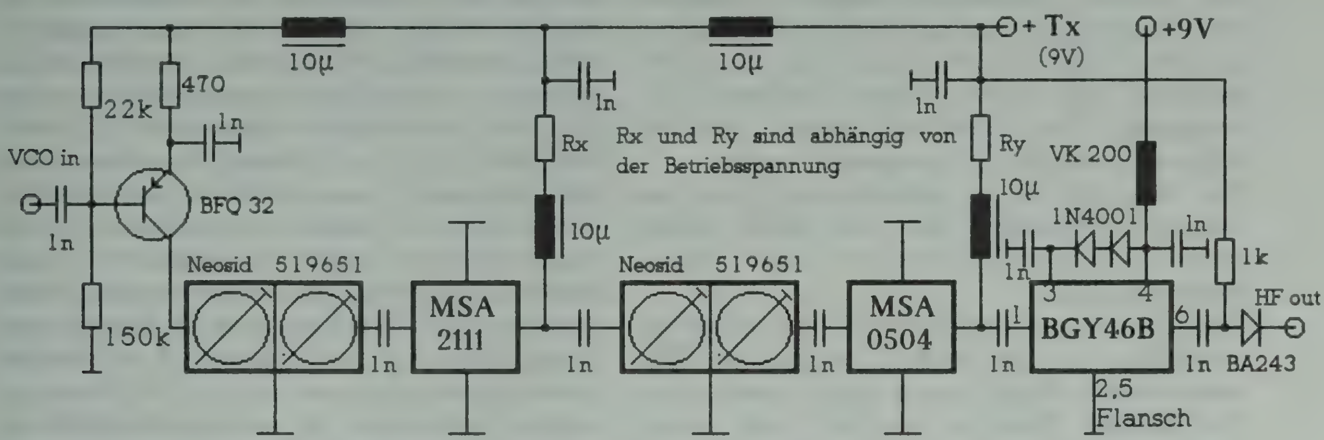


Empfängereingangsteil mit LO-Verdoppler und integriertem Mischer

Als Hauptselektion für 70 cm wurde nach einigen Versuchen ein fertiges Helical-Filter eingebaut. Dieses ist in seiner Abstimmung eindeutig und ist im Anlieferungszustand schon in etwa auf 435 MHz eingestellt.
Als Vorstufe wird ein einfacher bipolarer Transistor eingesetzt, dessen Eingang über ein π-Filter angepasst ist. Er liefert inclusive Filter etwa 15 dB Verstärkung, was ausreichend sein dürfte. Der Eingang wurde gleich mit den nötigen Schalt- und Schutzdioden für die Sende-Empfangsumschaltung versehen. Es wurde hier besonders an PR gedacht und eine kontaktfreie Umschaltung ausgesucht.
Damit ist der Empfänger komplett beschrieben. Wenden wir uns jetzt dem Sender zu.

3.1 Der Sender

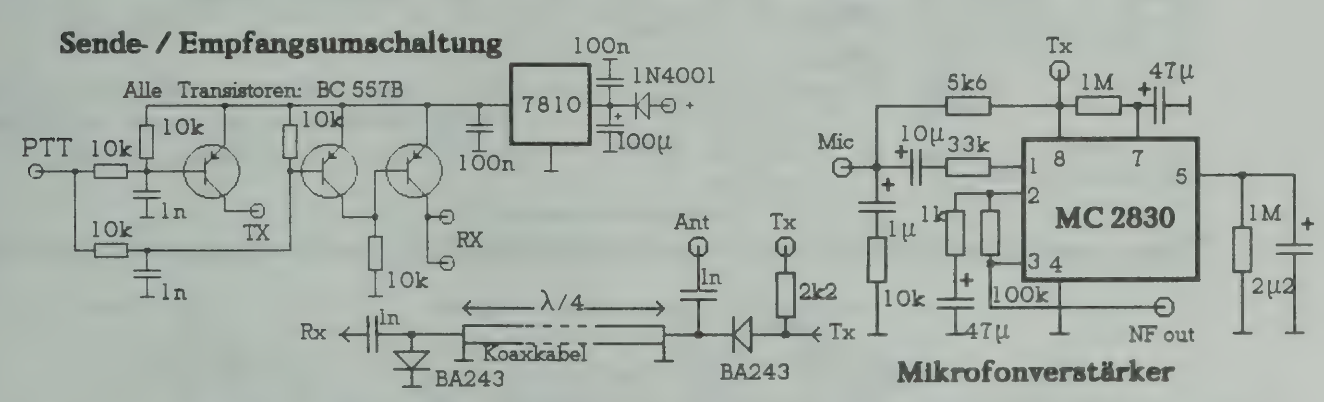
Durch das Aufbereitungskonzept arbeitet der Haupt-VCO etwa auf einem Drittel der Ausgangsfrequenz. Damit bleibt der eforderliche Aufwand, sowohl elektronisch wie auch für den Abgleich relativ klein. Das folgende Bild zeigt die Schaltung:



Verdreifacher, Filter, MMIC und Endstufe des 70cm Senders

Als Selektionselement wird auch hier wieder ein komplettes Helicalfilter von Neosid eingesetzt. Dieses hat, wie schon beim Empfänger gesehen, Anzapfpunkte für 50Ω-Anpassung. Diese sind natürlich direkt mit der Wicklung verbunden und gehen daher an Masse. Um jedwede Probleme mit der Vervielfacherstufe zu vermeiden, wurde ein PNP-Transistor ausgesucht, der mit seinem Kollektor an Masse gelegt werden muß und daher direkt den Anzapf treiben kann. Leider ist durch die niedrige Impedanz der Wirkungsgrad nicht sehr hoch, dies kann aber leicht durch ein weiteres der "wunderbaren" MMICs, sprich Breitbandvberstärker-ICs ausgeglichen werden. Da diese auch eine Eingangsimpedanz von 50Ω besitzen, können sie sehr einfach mit dem Filter zusammengeschaltet werden (siehe dazu auch meinen Vortrag auf der Weinheimer Tagung 1989). In dem Prototypen wurde dann die weitere Verarbeitung der Sendefrequenz vollständig von ICs übernommen. Hinter dem letzten MMIC, dem MSA 1104, steht eine Leistung von ca. 50mW an. Diese wird dann von einem Enstufenhybrid von Valvo, dem BGY 46B, bis auf ca. 1,5 W angehoben. Damit ist der Abgleichaufwand wirklich absolut minimal. Leider sind diese ICs relativ teuer, so daß eine spätere Entwicklung vielleicht auf eine diskrete Tansistorstufe abzielt. Es ist aber auch möglich, hier leistungsstärkere Module, z.B. von Toshiba oder Mitsubushi einzusetzen.

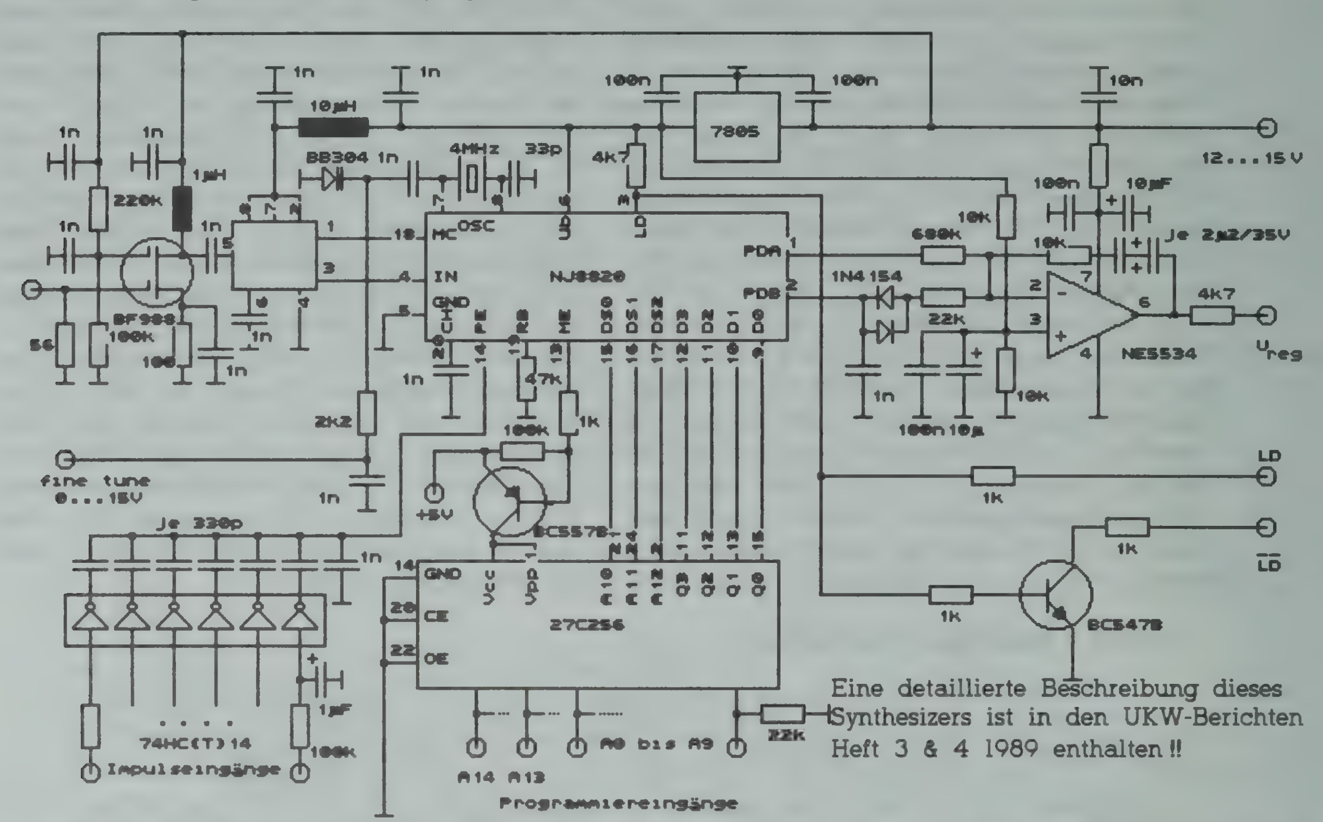
Zu einem Sender gehört natürlich auch der Modulationsverstärker. Dieser ist mit einem MC 2830 von Motoraola bestückt, der eine hervorragende Amplitudenregelung besitzt und somit einen zu großen Hub sicher verhindert. Dies ist in Verbindung mit einer PLL sehr wichtig, da sonst die Bandbreite schnell über alle Grenzen ansteigt.



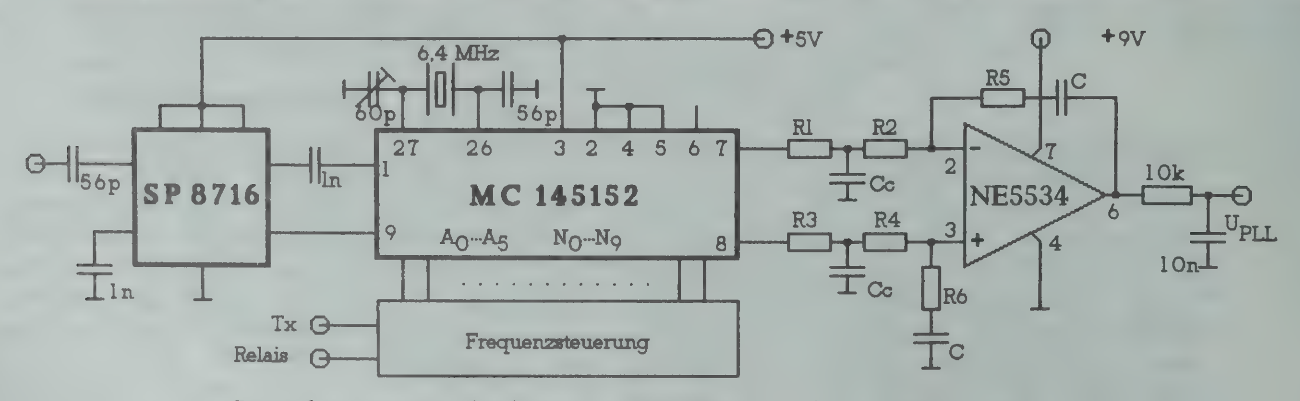
Der letzte Teil des Senders ist die eigentliche Sende-Empfangsumschaltung, die ebenfalls nur mit Transistoren aufgebaut ist. Dazu gehört natürlich auch die Antennenumschaltung. Sie ist mit einer λ/4-langen Koaxleitung (für 70 cm, Verkürzungsfaktor berücksichtigen) realisiert, die beim Senden am Empfängereingang durch eine Schaltdiode kurzgeschlossen wird. Nach der Leitungstheorie wird dadurch ein Leerlauf am Eingang der Leitung erzeugt, was verhindert, daß HF von der aktiven Sendestufe zum eigenen Empfängereingang gelangt und diesen zerstört. Im Empfangsfall wird der Senderausgang durch eine weitere Schaltdiode abgekoppelt (Diode ist gesperrt). Die verwendeten Schaltdioden sind bis etwa 2 W brauchbar.

3.2 Der Synthesizer

Zu diesem Thema könnten mehrere Bücher gefüllt werden. Für die ersten Versuche habe ich meinen "Universalsynthesizer" vewendet. Die Schaltung ist auf der Weinheimer Tagung in 1988 vorgestellt worden und in den UKW-Berichten Heft 3/4 1989 dann erschienen. Zur Anpassung der Schaltung mußte nur ein entsprechendes E-Prom hergestellt werden.
Die Steuerung ist so programmiert, daß das gesamte 70 cm-Band mit dem Gerät erfasst wird. Es ist sowohl Simplex- als auch Relaisbetrieb möglich.
Leider sind die erforderlichen Teile z.T. etwas kostspielig und der Aufbau auf der zur Zeit bestehenden Platine auch nicht ganz ohne. Aus diesem Grund ist zur Zeit eine vereinfachte Schaltung in Entwicklung, die mit einem PLL-IC von Motorola arbeitet. Dieser Baustein hat parallele Dateneingänge, so daß eine besondere Schaltung zur Frequenzeingabe nicht erforderlich ist. Die Schaltung besteht aus nur drei ICs, ein Abgleich ist nicht erforderlich. Auch diese PLL ist so ausgelegt, daß sie auf der Endfrequenz ein Kanalraster von 25 kHz erzeugt. Da die Oszillatorfrequenz jedoch letztendlich verdreifacht wird, muß dies natürlich in der PLL berücksichtigt werden und die Rasterfrequenz selbst muß 25/3 kHz = 8,3333 kHz betragen. Diese Anforderung läßt sich mit dem Plesseysynthesizer leicht einstellen, nur durch ändern der Proms. Für die neue Schaltung muß hier ein spezieller Quarz gesucht oder eine noch andere Lösung angestrebt werden. Ich hoffe, bis zur Tagung dazu Endgültiges sagen zu können. Zum Abschluß dieses kurzen Exkurses in die PLL-Schaltungstechnik wiederhole ich nochmal die Schaltung des Universalsynthesizers und bringe als Ergänzung die Idee der neuen Schaltung.



"Universalsynthesizer" als eine Möglichkeit, den Transceiver zu steuern



Synthesizerschaltung mit Motorola - Baustein

4. Zusammenfassung

Es sollte in diesem Beitrag eine Möglichkeit aufgezeigt werden, mit relativ preiswerten Mitteln ein gutes 70 cm-FM-Funkgerät aufzubauen. Dabei stand ein einfacher Abgleich im Mittelpunkt, was die Schaltung leider etwas aufgebläht hat. Die Arbeiten hierzu dauern noch an, leider werden wohl auch wieder ein paar Kompromisse erforderlich sein. Es ist auch noch nicht geklärt, ob das Gerät als "Konverterkopf" für einen "Einsteiger" JR78 entworfen werden soll oder als eigenständiges Gerät. Es wäre interessant, dies einmal in einem größeren Kreis zu diskutieren. Ich hoffe, daß auf der Tagung hier ein Ergebnis erzielt werden kann.

5. Nachtrag

Die weiteren Entwicklungsarbeiten, speziell am Sender, haben gezeigt, daß es Probleme mit einem sehr starken NF-Rauschen gibt. Nähere Untersuchungen ergaben, daß es aus dem IC selbst herrührt. Es ist ein Übersprechen aus dem zweiten Begrenzer, das nicht ausgeschaltet werden konnte. Aus diesem Grund ist zur Zeit eine Konzeptänderung in der Planung, auf die ich ggf. auf der Tagung eingehen werden. Es sieht so aus, daß die Schaltung dadurch etwas einfacher im Aufbau wird. Ein muß ein anderer Oszillator gesucht werden Dieser ist zum Glück im "äußeren Mischer" (NE612) noch mitenthalten. Die Untersuchungen hierzu sind aber noch nicht abgeschlossen.

Vortrag 1991

Der Sende- Empfangsmischer für das 10-GHz-Amateurfunkband - vom Aufbau bis zum Abgleich -

Jürgen Dahms, DC0DA, Brandbruchstr. 17, 4600 Dortmund 30

Einleitung

In den letzten Jahren haben sich unumstritten aktive GaAs-FET-Mischer gegenüber den passiven Diodenmischern bei Funkamateuranwendungen durchgesetzt. Die Vorteile überwiegen und liegen eindeutig in geringer benötigtem Oszillatorpegel und in der Mischverstärkung. Auch sind GaAs-FETs heute fast schon preiswerter als entsprechende Mischdioden auf dem Halbleitermarkt zu bekommen.

Mit der Möglichkeit brauchbare Resonatorfilter schaltungs- und aufbautechnisch mit in die Platinenversion zu integrieren, wird von der Hohlleiteraufbaumethode mehr und mehr Abstand genommen. Daraus resultierend sind für das 10-GHz-Amateurfunkband Transverterabmessungen und Gewichte immer geringer geworden.

Von verschiedenen Funkamateuren, die sich speziell mit der Mikrowellentechnik befassen, wurden unterschiedliche Transverter entworfen und veröffentlicht. Als Beispiel sei hier die Tranverterversion von DJ6JJ genannt [1]. Verständlicherweise hat es eine geraume Zeit gedauert, bis sich durch Nachbauerfahrung aber auch durch ergänzende eigene Erfahrungen folgende Gesichtspunkte herauskristallisiert haben:

- Eine komprimiert aufgebaute Einplatinenversion führt bei vielen Funkamateuren noch zu Schwierigkeiten beim Abgleich

- Grundsätzlich sollte deshalb die Oszillatorfrequenz von 10224 MHz (bei 144-MHz-Zwischenfrequenz) separat aufbereitet und aufgebaut und nicht in das eigentliche Mischkonzept integriert werden.

- Sende- und Empfangsmischer sollten über einen Wilkinsonteiler mit der Oszillatorfrequenz gespeist werden.

- Der Empfangsmischer sollte mit einem nachgeschalteten ZF-Vorverstärker direkt verbunden werden.

- Sende und Empfangsmischer sollten jeweils nach einem nachgeschalteten Resonatorfilter noch mit einer Folgestufe (Sendeverstärker bzw. Empfangsverstärker) versehen sein.

- Weitere Sendeverstärker bzw. HF-Vorverstärker sollten in einem separaten Baustein folgen und nicht mehr auf der eigentlichen Transverterplatine mit untergebracht werden.

Alle oben erwähnten Gesichtspunkte erleichtern wesentlich den Nachbau und reduzieren den Meß- und Prüfaufwand. Der Abgleich wird dadurch eindeutiger; dies ist besonders hervorzuheben, da zukünftig auch unerfahrene Selbstbauer das 10-GHz-Amateurfunkband erschließen möchten und sollen.

Der hier beschriebene Sende- Empfangsmischer setzt eine Oszillatorbaugruppe nach [2] voraus. In der dortigen Baubeschreibung wurde ausführlich auf den Umgang mit Teflonmaterial, SMD-Bauteilen und GaAs-FETs eingegangen. Auch das Anfertigen von Resonatorfiltern wurde ausführlich beschrieben und dargestellt. Da der Frequenzvervielfacher für das Ansteuern der Mischerbaugruppe notwendig ist, wird das Arbeiten mit o.g. Bauteilen in der nachfolgenden Beschreibung vorausgesetzt.

Zur Schaltung

Die Oszillatorfrequenz mit einer Leistung von ca. 10 mW wird über einen Wilkinsonteiler zu gleichen Teilen in den Sendemischer direkt und in den Empfangsmischer über einen Richtkoppler eingespeist. Dem Sendemischer wird eine regelbare Zwischenfrequenz von max. 10 mW (entspricht ca 80 mW über eingebautes Dämpfungsglied) mit auf das Gate gegeben. Das gewollte Mischsignal wird durch ein Resonatorfilter ausgesiebt und einer Folgestufe zugeführt. Bei sorgfältigem Abgleich kann eine maximale Ausgangsleistung von 20 mW bei einer Oszillatorfrequenzunterdrückung von über 30 dB erreicht werden (siehe Analyzerplot).

Das 10-GHz-Eingangssignal gelangt über eine Vorverstärkerstufe durch das Resonatorfilter auf den Mischtransistor, wird dort mit der Oszillatorfrequenz gemischt und anschließend in einem Zwischenfrequenzverstärker verstärkt. Bei sorgfältigem Abgleich können Eingangsrauschzahlen um 6 dB bei ca. 16 bis 18 dB Durchgangsverstärkung erreicht werden. Der Zwischenfrequenverstärker ist nach DB6NT [3] aufgebaut.

Als GaAs-FET wird der preisgünstige Typ MGF1302 eingesetzt. Sowohl die Rauschzahl als auch die Durchgangsverstärkung des Empfangsteils lassen sich durch den Einsatz des Typs MGF1303 um jeweils ca. 2 dB verbessern. Diese Maßnahme erübrigt sich allerdings, wenn ein separater HF-Vorverstärker vorgesehen wird.

Die regelbaren negativen Gate-Spannungen und die positiven Drain-Spannungen werden dem Baustein von außen über Durchführungskondensatoren zugeführt.

Das verwendete Resonatorfilter wurde vorher erprobt und ergab im Einzelaufbau eine Durchgangsdämpfung von ca. 1,5 bis 2 dB und wies einen Abfall der Durchgangskurve bei der Oszillatorfrequenz von 15 dB aus.

Das ein- und ausgangsseitige Anpassen der GaAs-FETs an die Schaltung erfolgt durch kleine Stubs. Diese werden aus dünner Kupferfolie ausgeschnitten, deren Sitz auf der Leiterbahn durch Hin- und Herschieben mit einem Holzstäbchen optimiert und danach auf der Leiterbahn kurz verlötet.

Für den Abgleich der Baugruppe ist lediglich ein geeignetes Milliwattmeter bzw. Bolometer und ein Bakensignal erforderlich. Näheres dazu kann in [4] nachgelesen werden. Ein späterer Nachabgleich am Analyzer bzw. Rauschmeßplatz ergaben beim Verfasser keine besseren Werte.

Der Aufbau

Passend zum Frequenzvervielfacher nach [2] und zur Frequenzaufbereitung nach [5] kommt ein handelsübliches Weißblechgehäuse mit nur 30 mm Gesamthöhe zur Anwendung. In den Abschlußdeckel sollte eine Kohleschaumstoffmatte eingeklebt werden. Als Ein- und Ausgangsbuchsen für die Zwischenfrequenz werden SMC-Printbuchsen verwendet, ebenso für die Einspeisung der Oszillatorfrequenz.

Die Ein- und Ausgangsbuchsen auf der 10-GHz-Seite sind SMA- Flanschbuchsen mit langem Buchsenhals, da der Transverter später mit einer Gehäusefrontplatte über die Befestigungsschrauben der Buchsenflansche direkt verbunden werden soll und diese Buchsen mehr Spielraum beim Anschrauben von Relais bzw. Kabeln bieten. Der Buchsenabstand beträgt genau 22,4 mm, dies entspricht dem Buchsenabstand handelsüblicher kleiner SMA-Relais und erlaubt ein direktes Verbinden über SMA-Verbindungsstücke.

Zur Durchkontaktierung der Sourceanschlußbeinchen der GaAs-FETs nach Masse werden diese um 90 Grad scharf am Transistorgehäuse nach unten abgeknickt, durch die angezeichneten Schlitze in die Platine gesteckt, nach ca. 1 mm

abgekniffen und rundherum mit der Masseseite der Platine verlötet.

Der ZF-Vorverstärker kann, falls keine passenden SMD-Bauteile zur Verfügung stehen, auch mit herkömmlichen Bauteilen bestückt werden.

Durchführung der Detailbeschreibungen

A Anfertigen der Resonatorfilter

B Zusammenbau der Baugruppe

C Abgleich der Baugruppe

A Anfertigen der Resonatorfilter

A1 Zwei Rohrstücke, 8 mm lang, von einem Rohr (Ms oder Cu) mit 20 mm Außendurchmesser und 1 mm Wandstärke mit einem Rohrschneider abschneiden.

A2 Zwei Abschlußdeckel mit 20,5 mm im Quadrat aus 1mm-MS-Blech ausschneiden, diagonal anreißen und mittig ein 4,2-mm-Loch bohren.

A3 Rohrstücke und Abschlußdeckel mit Anreibeversilberung allseits versilbern.

A4 Rohrstücke jeweils auf den Deckel zentral auflegen und mit diesem außenherum verlöten. Das Lötzinn darf dabei nicht in den Resonatorraum fließen.

A5 Eine flache, 2 mm starke M4-MS-Mutter auf die Deckelbohrung legen und mittels M4-Schraube und Gegenmutter im Ringinneren festziehen und die flache Mutter mit dem Deckel verlöten. Danach die M4-Schraube mit Kontermutter sofort herausdrehen und den Resonator abkühlen lassen. Kolophoniumreste mit Aceton auswaschen.

A6 Den gleichen Arbeitsgang mit dem zweiten Resonator wiederholen.

A7 Alle Maße kontrollieren. Der vorgefertigte Resonator muß eine Gesamthöhe (Ring, Deckel, Mutter) von 11 mm haben.

A8 Zwei M4-MS-Madenschrauben mit einer Länge von 8 mm anfertigen.

A9 Zwei weitere flache M4-MS-Muttern (2 mm stark) als Kontermutter für die Madenschrauben bereitlegen.

B Zusammenbau der Baugruppe

B1 Ein Weißblechgehäuse Nr 35 (55,5 mm * 111 mm * 30 mm) zusammensetzen.

B2 Teflonplatine mit Metallschere beschneiden und in das Weißblechgehäuse einpassen.

B3 Alle als Bohrung markierten Punkte auf der Platine mit einem 0,8 mm Platinenbohrer bohren.

B4 Bohrungen für Filtereinkoppelstifte mit 1,3 mm Bohrer aufbohren, die Bohrung für den ZF-Transistor BFQ65 mit einem 4,5 mm Bohrer durchführen.

B5 Bis auf den Masseanschluß bei den Bohrungen für das 100-Ohm-ZF-Poti die Massefläche um die Bohrungen mit einem ca 2,5 mm Bohrer rundherum entfernen.

B6 Den Vorgang B5 bei den Bohrungen für die Filtereinkoppelstifte wiederholen.

B7 Die Platine umdrehen und auf der Masseseite die Mitte zwischen den Bohrungen für die Filterstifte anzeichnen und mit einem Zirkel einen Kreis mit dem Radius von ca. 10 mm schlagen (entspricht dem Außendurchmesser der Resonatortöpfe). So können später die Resonatoren beim Auflöten auf die Platinenmasseseite exakt zentriert werden.

B8 Vier Lötnägel auf eine Stiftlänge von 3,5 mm kürzen, somit verbleibt später eine Einkoppelhöhe in dem Resonator von knapp 3 mm.

B9 Vierkantstifte abkneifen und den Wulst der Lötnägel plan feilen.

B10 Von 4 SMC-Printbuchsen die Befestigungsstifte abkneifen und an diesen Stellen bis auf Flanschhöhe plan feilen.

B11 Mit einem Skalpell oder scharfen Teppichmesser Schlitze an den markierten Stellen in der Platine herstellen (Durchkontaktierung der Source-Anschlußbeinchen).

B12 Platine mit Anreibeversilberung versilbern.

B13 Einkoppelstifte für die Resonatorfiltertöpfe durch die Platine stecken und die Wulste mit den Leiterbahnen verlöten.

B14 Resonatortöpfe auf die vollkaschierte Platinenseite aufsetzen, ausrichten und mit dieser rundherum verlöten. (genaue Handlungsanleitung ist in [2] Punkt B16,

B17 und B18 beschrieben).

B15 In die vier Ecken des zusammengesetzten Weißblechgehäuses jeweils eine M3-Zylinderkopfschraube mit einer Gesamtlänge von 14 mm stellen und darauf die vollkaschierte Seite der Platine auflegen. Die Platine hat einen Abstand von 13 mm zum oberen Gehäuserand.

B16 Bohrungen für SMC-Printbuchsen, SMA-Flanschbuchsen und Durchführungskondensatoren anreißen (D-Kondensatoren 8 mm, SMC- und SMA-Buchsen 12,5 mm vom oberen Rand).

B17 Gehäuserahmen bohren (D-C = 3,2 mm, SMC-B = 2 mm und SMA-B = 1,3 mm).

B18 SMA-Buchsenanschlußstifte durch den Gehäuserahmen stecken und jeweils die 4 Bohrungen für die Flanschbefestigungsschrauben anzeichnen.

B19 Die beiden Bohrungen für die SMA-Anschlußstifte auf 4,2 mm aufbohren und 8 Löcher für die Flanschschrauben von 2,8 mm bohren.

B20 SMC-Anschlußstifte auf 2 mm kürzen und die Buchsenflansche mit dem Gehäuserahmen verlöten; Durchführungskondensatoren ebenfalls im Gehäuserahmen verlöten.

B21 Gehäuserahmen wieder zusammensetzen, M3-Abstandsschrauben auf das Deckelblech stellen und die Platine in den Gehäuserahmen einlegen.

B22 Die Platine an den vorgesehenen Stellen mit dem Blechrahmen kurz verlöten.

B23 Die Anschlußstifte der SMC- und SMA-Buchsen mit den Leiterbahnen auf der Platine verlöten.

B24 Den Blechrahmen an den zwei gegenüberliegenden Ecken oben kurz zusammenlöten.

B25 Das Gehäuse herumdrehen, das Deckelblech abnehmen, M3-Abstandsschrauben herausnehmen und den Blechrahmen an den zwei gegenüberliegenden Ecken oben kurz zusammenlöten.

B26 Die Platine rundherum mit dem Blechrahmen verlöten.

B27 Alle acht SMA-Befestigungsschrauben einsetzen und mit den Muttern festziehen.

B28 Die Anschlüsse folgender Durchführungskondensatoren (Gate - RXMix; Drain und Gate-HF-Vorverstärker; Drain - TXMix; Gate und Drain-Linearverstärker) so kürzen, daß sie beim Herunterbiegen dort auf den geätzten

Kondensator treffen, wo die lambda/4-Drossel einmündet, danach kurz an dieser Stelle den Anschlußdraht anlöten. Über den Anschlußdraht der Gateversorgung des HF-Vorverstärkers wird vorher eine 3-mm-Ferritperle geschoben.

B29 Den Durchführungsanschluß Gate-TXMix am Keramikkörper abkneifen.

B30 Alle GaAs-FETs drainseitig mit einem Filzstift markieren.

B31 Gate- und Drainanschlußfahen auf 2 mm kürzen, Sourcebeinchen um 90 Grad nach unten biegen und durch die vorgefertigten Schlitze stecken.

B32 Die GaAs-FETs plan auf die Platine aufdrücken und sowohl Gate als auch Drain kurz mit der Leiterbahn verlöten.

B33 Den Baustein herumdrehen und die Sourcefähnchen mit der Platinenmasseseite rundherum um die Schlitze verlöten; überstehende Fahnenreste abkneifen.

B34 Weitere Lötarbeiten sind der Reihenfolge nach vorzunehmen

- fünf Durchkontaktierungen mit 0,8 mm Schaltdraht vornehmen

- 100-Ohm-Poti von der Platinenmasseseite her einsetzen und mit den Leiterbahnanschlüssen verlöten, ein Anschlußbein muß zusätzlich mit der Masseseite verlötet werden

- Kollektor- und Basisbeinchen des BFQ65 auf 2 mm kürzen, Emitterbeinchen um 90 Grad nach oben abbiegen und Transistor mit der Beschriftung zur Masseseite hin in das Platinenbohrloch setzen, Kollektor und Basis mit den geätzten Punkten verlöten, Emitterbeinchen auf der Masseseite zur Platine biegen und mit dieser verlöten

- vier 1-pF-Koppel-Chipkondensatoren nach Schaltplan einlöten (genaue Vorgehensweise beim Einlöten siehe in [2] Punkt B24)

- 47-Ohm-Chipwiderstand an den Richtkoppler anlöten

- 100-Ohm-Chipwiderstand an den Wilkinsonteiler anlöten

- zwei 100-Ohm-Chipwiderstände an die ZF-Einspeisung einlöten

- zwei 1-nF-Chipkondensatoren an die ZF-Einspeisung einlöten

- 1-uH-Neosiddrossel vom Durchführer Gate-TXMix auf den geätzten Abblockkondensator anlöten

- 100-Ohm-Gatevorwiderstand (herkömmliche Bauart) zwischen Durchführer Drain-HF-Vorverstärker und geätzten Abblockkondensator einlöten

- die gesamte Bestückung am ZF-Vorverstärker durchführen (drei SMD 47 Ohm, SMD 330 Ohm, SMD 150 kOhm, zwei SMD 100 pF, SMD 220 nF, SMD 1 nF, SMD 1uH Drossel; sollten keine SMD-Bauteile zur Verfügung stehen, können auch herkömmliche Bauelemente verwendet werden!)

- Drahtbrücke mit einer 3-mm-Ferritperle vom Durchführer für den ZF-Vorverstärker bzw. Drain-RXMix zum vorgesehenen Spannungsversorgungspunkt auf der Platine einlöten

B35 Alle Lötstellen sorgfältig kontrollieren; der Baustein ist jetzt bereits funktionsfähig.

C Abgleich der Baugruppe

Die vom Autor gemessenen Ströme und eingestellten Gatespannungen beziehen sich auf den Musteraufbau und können je nach GaAs-FET-Typ unterschiedlich sein.

C1 Abgleich des Sendezweiges. Die Abstimmschraube des Resonatorfilters wird so tief in den Resonatortopf hineingedreht, bis sie plan mit der Oberkante der Kontermutter abschließt.

C2 Negative Gatespannung von ca. -1,3 V für den Sendemischer und ca. -0,3 V für den Linearverstärker einstellen, danach Drainspannungen von 5 V anlegen.

C3 Oszillator mit ca. 10 mW Ausgangsleistung auf 10224 MHz anschließen und den Ausgang der Baugruppe mit einem Milliwattmeter abschließen. Es wird sich jetzt ein Strom von ca. 8 mA am Mischtransistor einstellen. Die Stromaufnahme des Linearverstärkers beträgt nach wie vor ca. 33 mA.

C4 Resonatorschraube so weit vorsichtig in den Resonator eindrehen, bis sich ca. 15 mW Oszillatorleistung am Ausgang der Baugruppe messen lassen. Danach die Resonatorschraube um eine viertel Umdrehung herausdrehen und kontern. Die lichte Eintauchtiefe der Abstimmschraube in den Resonator beträgt ca. 3 mm (siehe auch die Skizze des Resonatorfilters).

C5 ZF-Poti ca. halb aufdrehen und eine ZF-Steuerspannung auf 144 MHz von ca. 80 bis 100 mW auf den Sendemischer geben. Der Strom am Mischtransistor steigt auf ca. 17 mA an.

C6 Resonatorschraube feinfühlig bei anstehender Steuerleistung nachjustieren. Es wird sich jetzt eine Ausgangsleistung auf 10368 MHz von ca. 8 mW einstellen. Bei Wegnahme des Steuersignals muß die Leistung auf unter 0,1 mW zurückgehen. Beim Wiederholen des Vorgangs wird jetzt das ZF-Poti durchgedreht - es ist ein deutliches Mischmaximum (gleich maximale Ausgangsleistung) festzustellen!

C7 Sendemischer und Linearverstärker werden durch Anlegen von sogenannten Stubs aus dünner Kupferfolie und Hin- und Herschieben mit einem Holzstäbchen nacheinander optimiert. Dabei wird immer wieder das Steuersignal abgeschaltet und der sofortige Rückgang der Ausgangsleistung beobachtet. Die Stubs haben ca. 4 bis 6 mm Länge und eine Breite von ca. 2 bis 3 mm. Die Abmessungen sind relativ unkritisch. Für den Sitz der Stubs gilt als Faustformel: drainseitig beträgt der Abstand zum Transistor immer unter 5 mm und gateseitig immer fast 10 mm.

C8 Nachdem durch die o.g. Optimiermaßnahmen die Ausgangsleistung auf ca. 20 mW angestiegen ist und die Oszillatorleistung um ca. 20 dB unterdrückt ist (Restleistung am Wattmeter nach Wegnahme des Steuersignals noch ca. 0,2 mW) werden die vier Stubs mit der Leiterbahn an den entsprechenden Stellen verlötet. Anmerkung: Die Oszillatorfrequenzunterdrückung kann bei dieser Art des Sendemischer und dessen Betrieb ohne Analyzer fast korrekt festgestellt werden, da bei Aufgabe des 144-MHz-Steuersignals sich der unterdrückte Oszillatorpegel am Ausgang der Baugruppe kaum ändert!

C9 Die Baugruppe mit einem Abschlußdeckel, in den eine dünne Kohleschaumstoffmatte eingeklebt ist, abschließen und den Feinabgleich vornehmen (Resonatorschraube leicht nachziehen, ZF-Poti und negative Gatespannung des Sendemischers wechselseitig auf beste Oszillatorfrequenzunterdrückung bei unwesentlichem Rückgang der Ausgangsleistung optimieren).

Im Labor wurden anschließend folgende Werte gemessen:

Ausgangsleistung:	18 mW (Sollfrequenz)
Oszillatorfrequenzunterdrückung:	ca. 20 dB
Spiegelfrequnzunterdrückung:	ca. 30 dB
Nebenwellenunterdrückung:	> 36 dB

Die negative Gatespannung für den Sendemischer betrug hierbei -1,8 V, die des Linearverstärkers -0,3 V. Der Strom des Sendemischers stieg bei Einspeisung des Oszillatorpegels von 0 auf 6 mA an und erhöhte sich bei Aufgeben des Steuersignals um weitere 8 mA auf 14 mA. Dabei stieg der Strom des Linearverstärkers von 34 auf 36 mA an.

C10 Abgleich des Empfangszweigs. Negative Gatespannung von ca. -0,9 V für den Empfangsmischer und ca. -0,4 V für den HF-Vorverstärker einstellen, danach Drainspannungen von 5 V anlegen. Durch den Vorwiderstand von 100 Ohm in der Drainzuleitung des HF-Vorverstärkers stellt sich bei ca. 12 mA Drainstrom eine Drainspannung von ca 3,6 V ein. Die Drainspannung am Drain des Empfangsmischers beträgt ca. 4,5 V (330 Ohm und 47 Ohm in der Spannungsversorgung) und die Stromaufnahme ca. 1,2 mA. Der ZF-Vorverstärker nimmt einen Strom von ca. 4 mA auf.

C11 Den Oszillator mit ca. 10 mW Ausgangsleistung auf 10224 MHz an die Baugruppe anschließen. Die Stromaufnahme des Empfangsmischers erhöht sich bis auf ca. 4,5 mA, dadurch fällt die Drainspannung auf ca 3,3 V ab. Dies ist ein Zeichen dafür, daß der Empfangsmischer gateseitig über den Richtkoppler genügend Oszillatorpegel zum Mischen erhält.

C12 Die Antenne an den Baustein anschließen und vorsichtig die Resonatorabstimmschraube in den Resonatortopf hineindrehen, bis das Bakensignal optimal im Nachsetzer hörbar ist.

C13 Abstimmschraube kontern und beide Stufen mit angelegten Stubs, wie bei C7 beschrieben, auf bestes Signal-Rauschverhältnis abgleichen.

C14 Stubs an Leiterbahnen anlöten und Feinabgleich mit Hilfe der negativen Gatespannungen vornehmen. Sollte für den Abgleich des Empfangsteils kein in der Frequenz und Feldstärke bekanntes Bakensignal zur Verfügung stehen, muß man sich einer Abstimmhilfe bedienen. Ausführliches hierüber ist in [4] nachzulesen.

Im Labor wurden anschließend folgende Werte gemessen:

Eingangsrauschzahl: 6,3 dB (Einseitenband)
Durchgangsverstärktn: 17 dB

Anmerkung: Durch das Aufteilen der Oszillatorleistung mit Hilfe des Wilkinsonteilers sind gegenseitige Beeinflussungen des Sende- und Empfangsmischers nicht feststellbar, egal welche Abgleicharbeiten auf der einen oder anderen Seite vorgenommen werden.

Zum Abschluß

In Anbetracht der einfachen und überschaubaren Anordnung der Bauelemente und des mühelosen Abgleichs dürften die erreichten Werte speziell für Neulinge in der 10-GHz-Szene, keine Probleme bereiten. Dieser Artikel ist der letzte aus einer Serie von drei dieser Art [2], [5], wo bewußt so ausführlich wie möglich bestimmte Baugruppen aus der Mikrowellentechnik beschrieben wurden. Sie sollen Grundlagen in der Experimentaltechnik vermitteln und Anreiz für weitere Versuche auf den höheren Frequenzbändern des Amateurfunks schaffen. Der komplett aufgebaute Transverter mit der gesamten Spannungsversorgung sowie der Relaisumschaltung für Sende- und Empfangsbetrieb ist in ein passendes Schalengehäuse untergebracht, trägt auf der lackierten Frontplatte die Beschriftung

10GHz-Transverter/GHZ-Tagung-Dorsten

und ist mit allen dazugehörigen Unterlagen auf den einzelnen Amateurfunkveranstaltungen zu begutachten.

Stückliste des Sende-Empfangsmischers

1 Weißblechgehäuse Nr 35 (55,5mm * 111mm * 30mm)
1 Teflonplatine 10GHz RX-TX, DC0DA (54mm * 108 mm)
  Basismaterial: 0,79 mm starkes glasfaserverstärktes Teflonmaterial, KEENE, DI-CLAD (Dielektrizitätskonstante 2,5) beidseitig fotobeschichtet
2 Bausätze für Resonatorfilter nach Zeichnung
3 SMC-Printbuchsen
2 SMA-Flanschbuchsen (mit langem Buchsenteil)
8 Schrauben M2,6 ca. 5 mm lang mit Muttern
1 Kupferfoliensteifen ca. 5 mm * 50 mm
1 Kohleschaumstoffmatte 54 mm * 108 mm * 6 mm
2 3-mm-Ferrit-Perlen
1 1-uH-Neosid-Drossel
1 1-uH-SMD-Drossel

Halbleiter
4 MGF1302
1 BFQ65 (BFQ69)

Widerstände (Chipausführung)
4 47 Ohm
3 100 Ohm
1 330 Ohm
1 150 kOhm

Widerstände (Normalausführung)
1 100 Ohm
1 100 Ohm-Poti liegend, kleine Bauform ca. 7 mm Durchm.

Kondensatoren (Chipausführung)
4 1 pF
2 100 pF
3 1 nF
1 200 nF
8 Durchführungskondensatoren 1 nF

Literatur

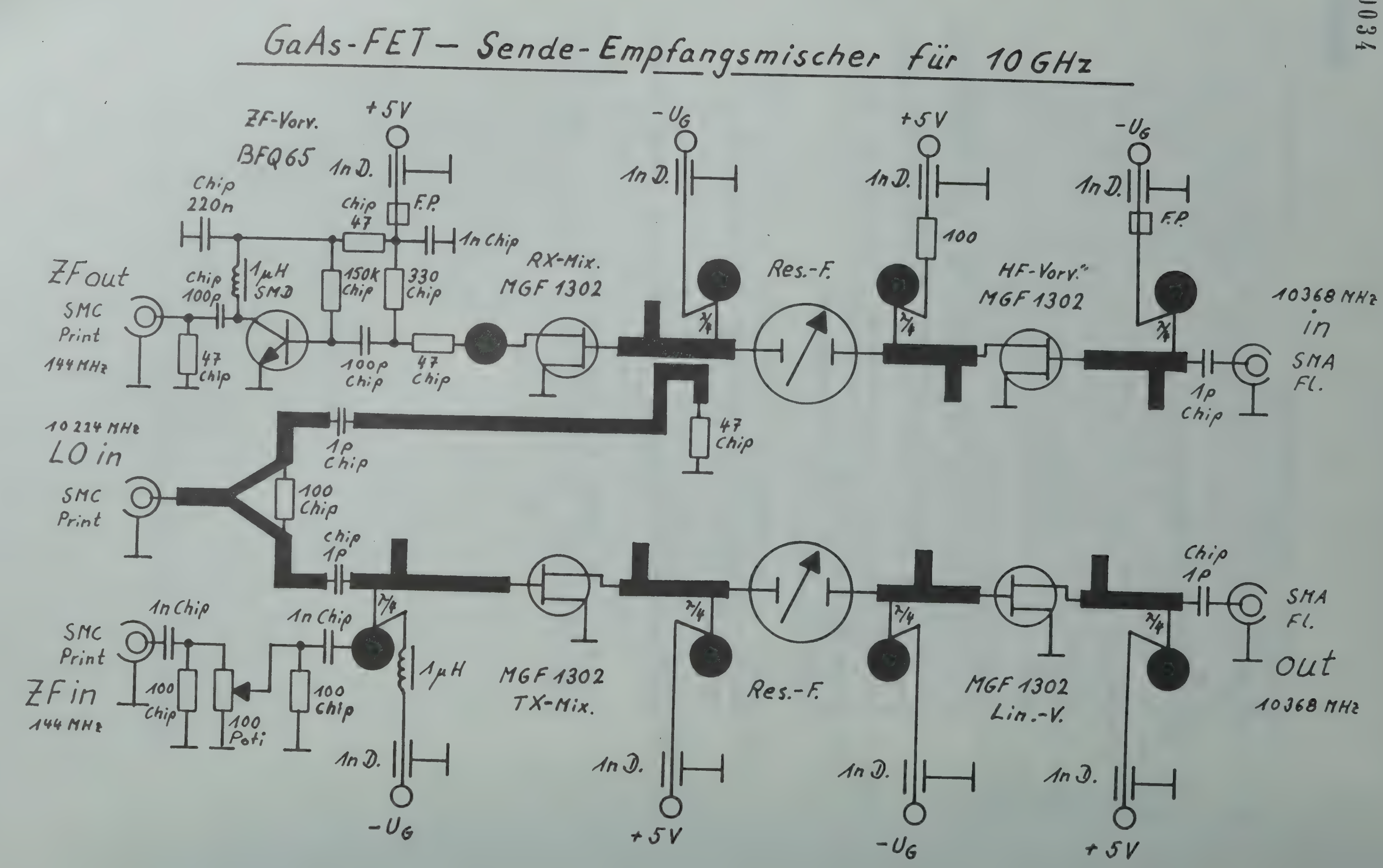
[1] Schübbe Heino, DJ6JJ
10-GHz-Einplatinen-Transverter
DUBUS 3/87, Seite 192 bis 198

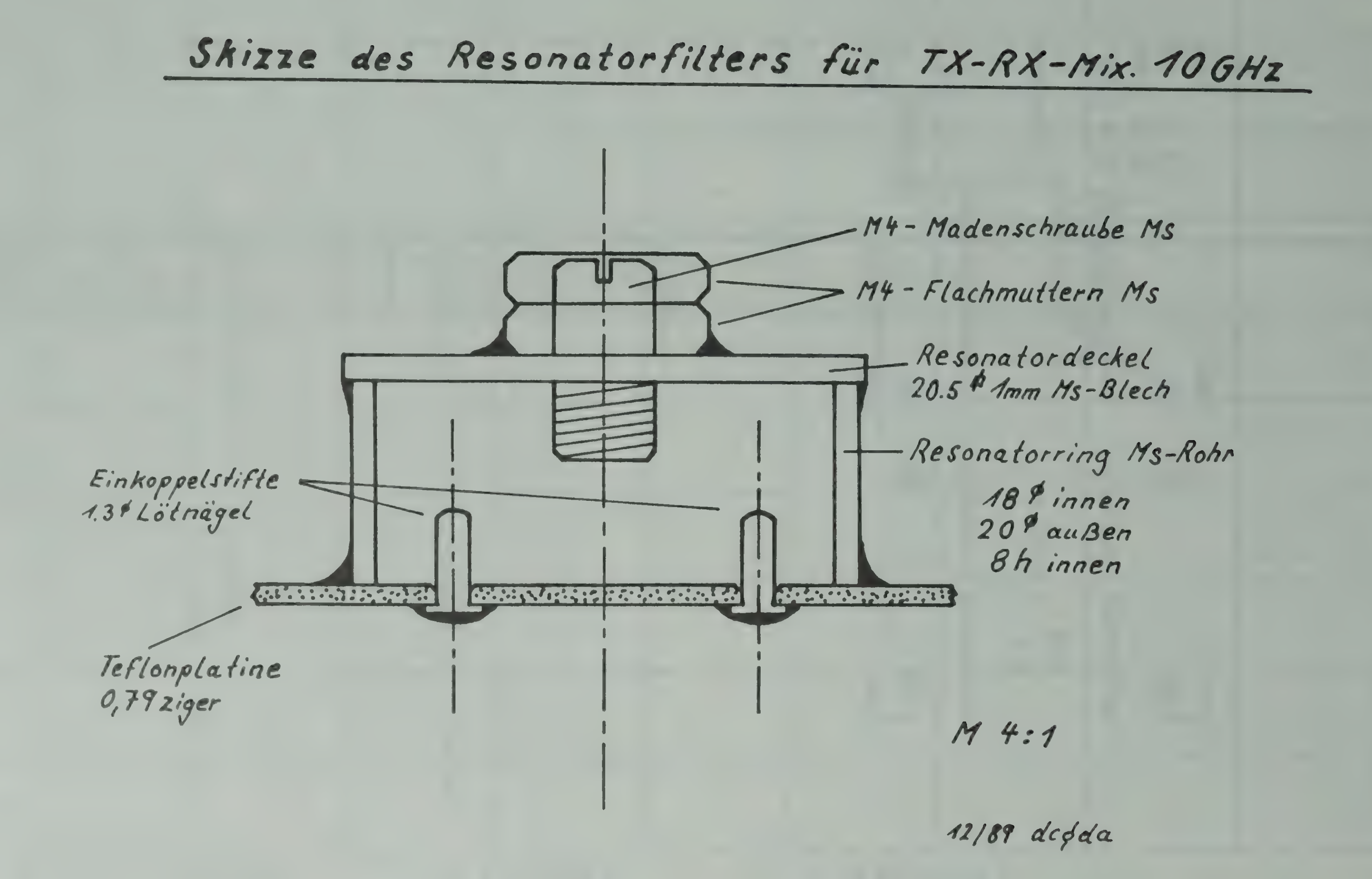
[2] Dahms Jürgen, DC0DA
Der Frequenzvervielfacher, einsetzbar für die Amateurfunkfrequenzen 5760 MHz, 10368 Mhz und 24192 MHz (47088 MHz), vom Aufbau bis zum Abgleich.
Tagungsband der 13. GHz-Tagung in Dorsten 1990, Seite 5 bis 21.

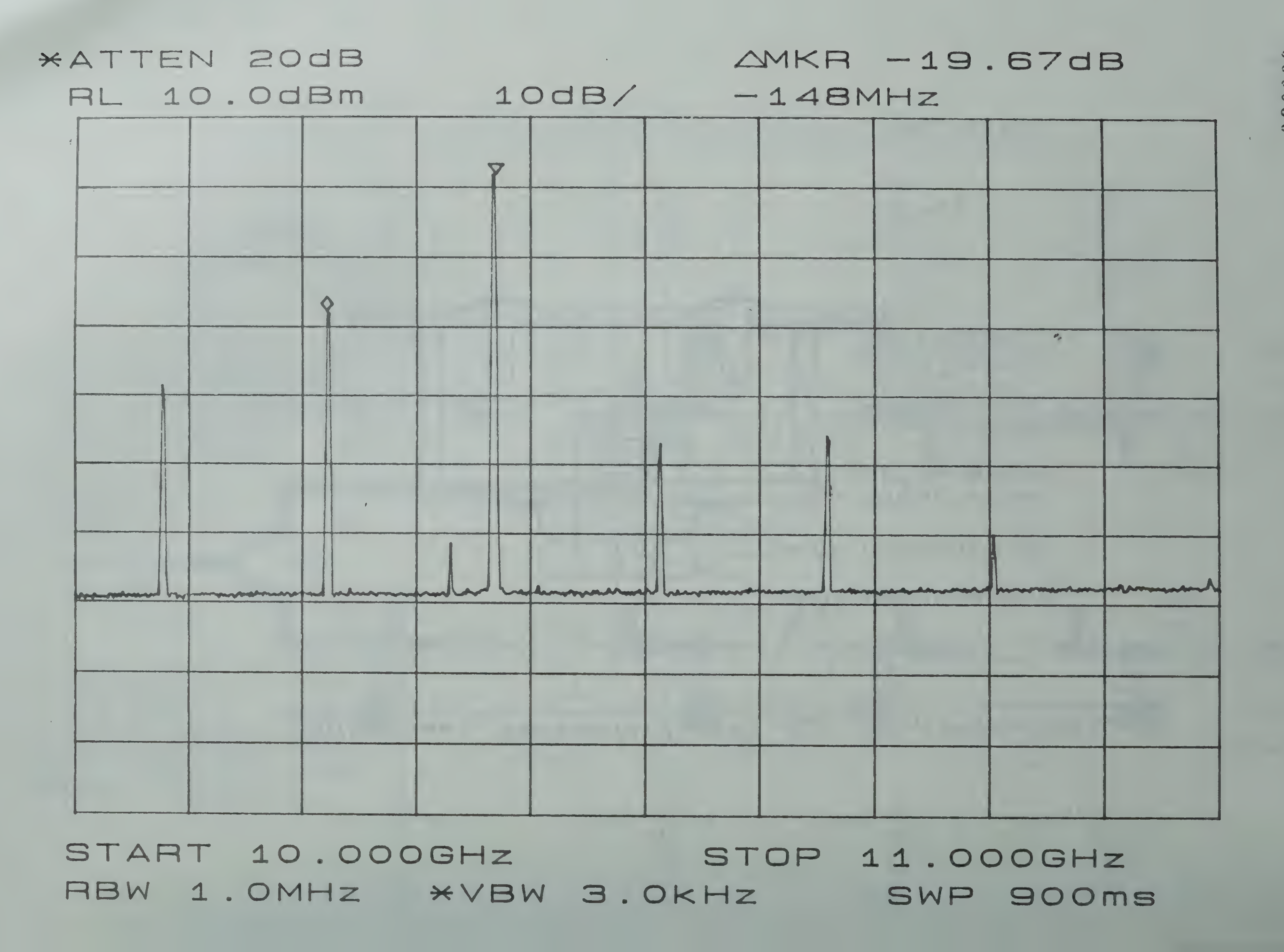
[3] Kuhne Michael, DB6NT
Transistorized 24 GHz Transverter
DUBUS 1/88 Seite 3 bis 11

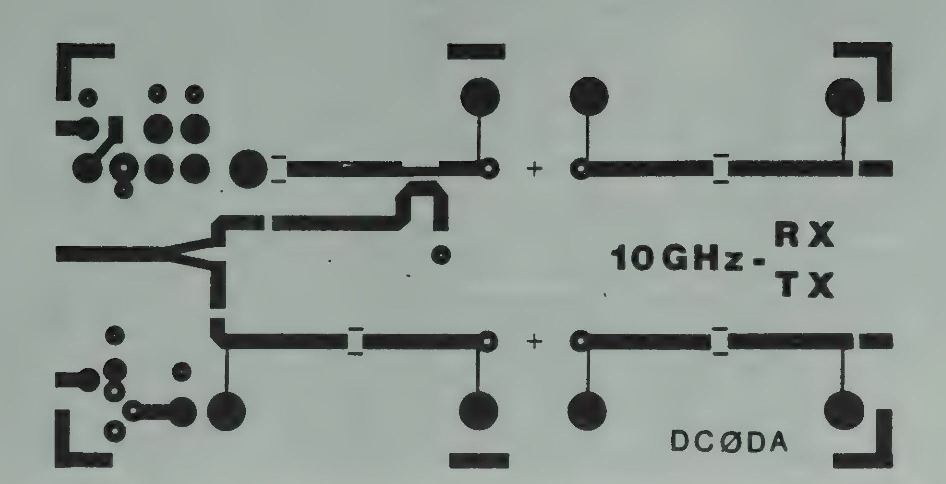
[4] Fenger Horst, DK1VC
Empfängerabgleichhilfe für 9 cm, 6 cm und 3 cm
cq-DL 8/87, Seite 492

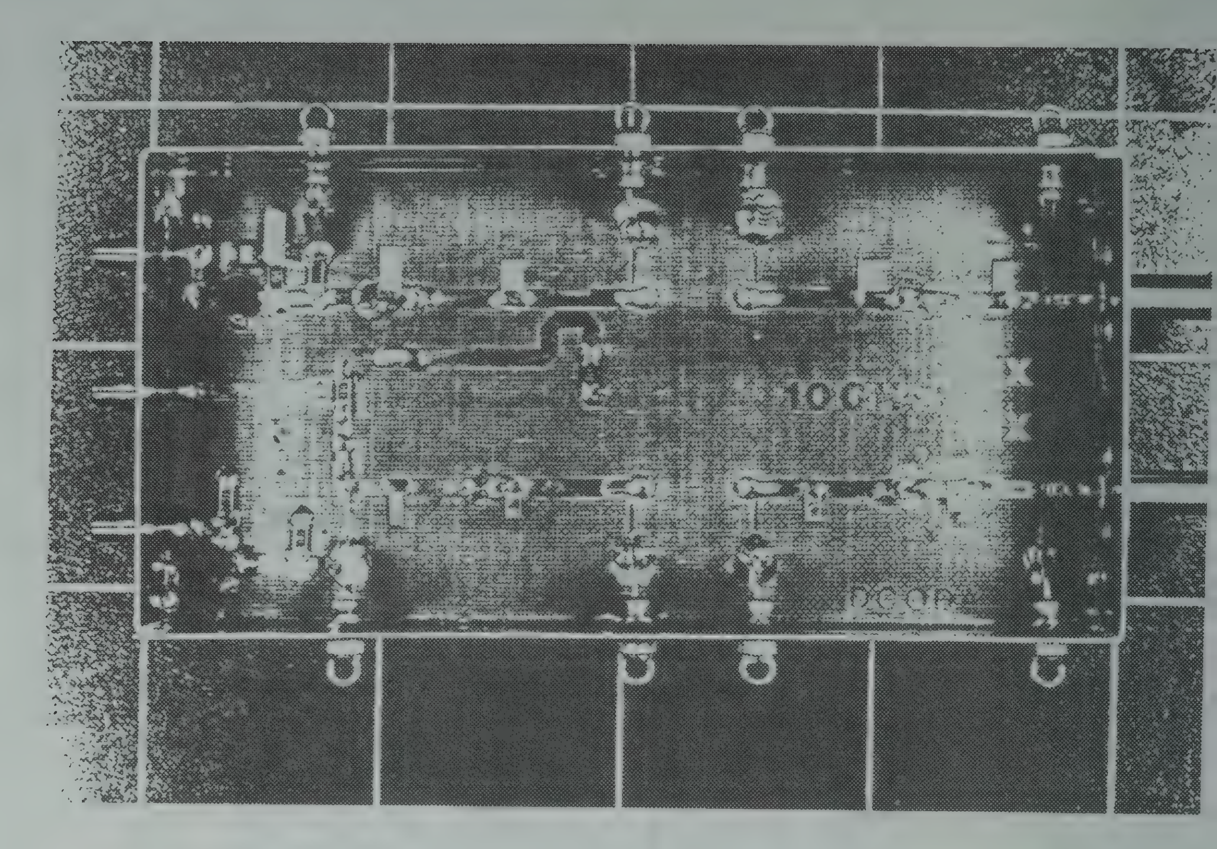
[5] Dahms Jürgen, DC0DA
Die Frequenzaufbereitun, das Herzstück jedes Transverters, vom Aufbau bis zum Abgleich.
Tagungsband der 12. GHz-Tagung in Dorsten 1989, Seite 5 bis 17.


GaAs-FET – Sende-Empfangsmischer für 10 GHz
ZF-Vorv.
BFQ65
+5V
-UG
1n D.
Chip
220n
Chip
47
F.P.
1n Chip
ZF out
SMC
Print
144 MHz
Chip
100p
1µH
SMD
150k
Chip
330
Chip
47
Chip
100p
Chip
RX-Mix.
MGF 1302
Res.-F.
100
HF-Vorv.
MGF 1302
λ/4
10368 MHz
in
SMA
Fl.
1p
Chip
10 224 MHz
LO in
SMC
Print
100
Chip
MGF 1302
TX-Mix.
Lin.-V.
out
ZF in
1µH
Poti

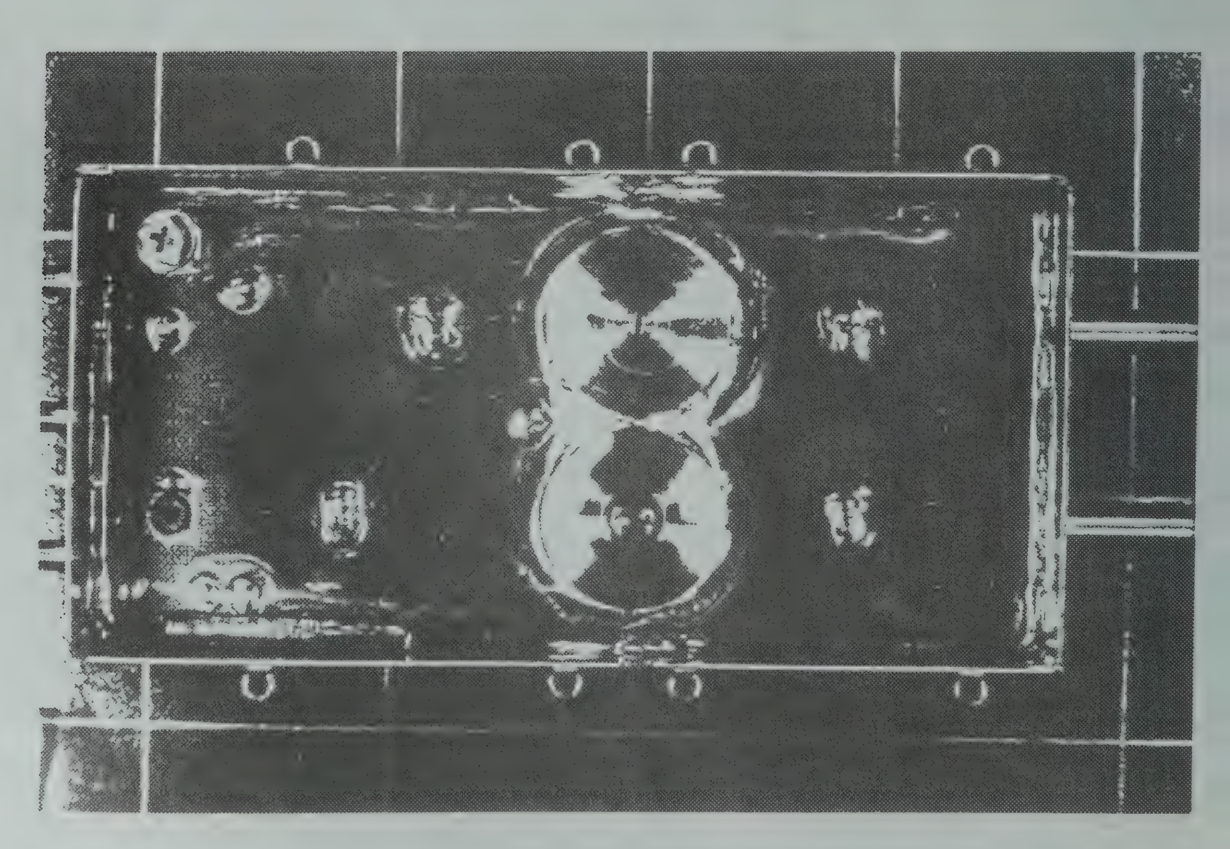

Skizze des Resonatorfilters für TX-RX-Mix. 10GHz
M4 - Madenschraube Ms
M4 - Flachmuttern Ms
Resonatordeckel
20.5 ø 1mm Ms-Blech
Resonatorring Ms-Rohr
18 ø innen
20 ø außen
8 h innen
Einkoppelstifte
1.3 ø Lötnägel
Teflonplatine
0,79 ziger
M 4:1
12/89 dcøda


*ATTEN 20dB
RL 10.0dBm
10dB/
ΔMKR -19.67dB
-148MHz
START 10.000GHz
STOP 11.000GHz
RBW 1.0MHz
*VBW 3.0kHz
SWP 900ms

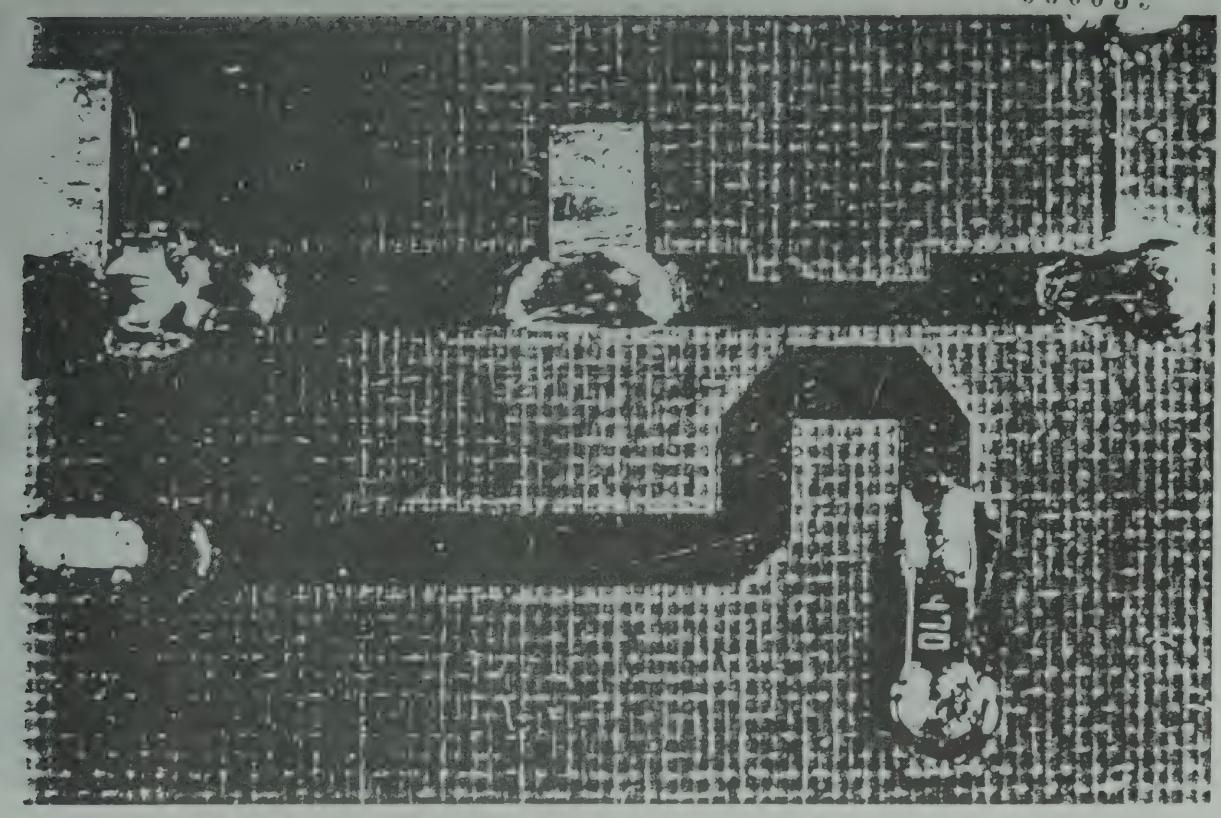

10 GHz - RX
TX
DCØDA



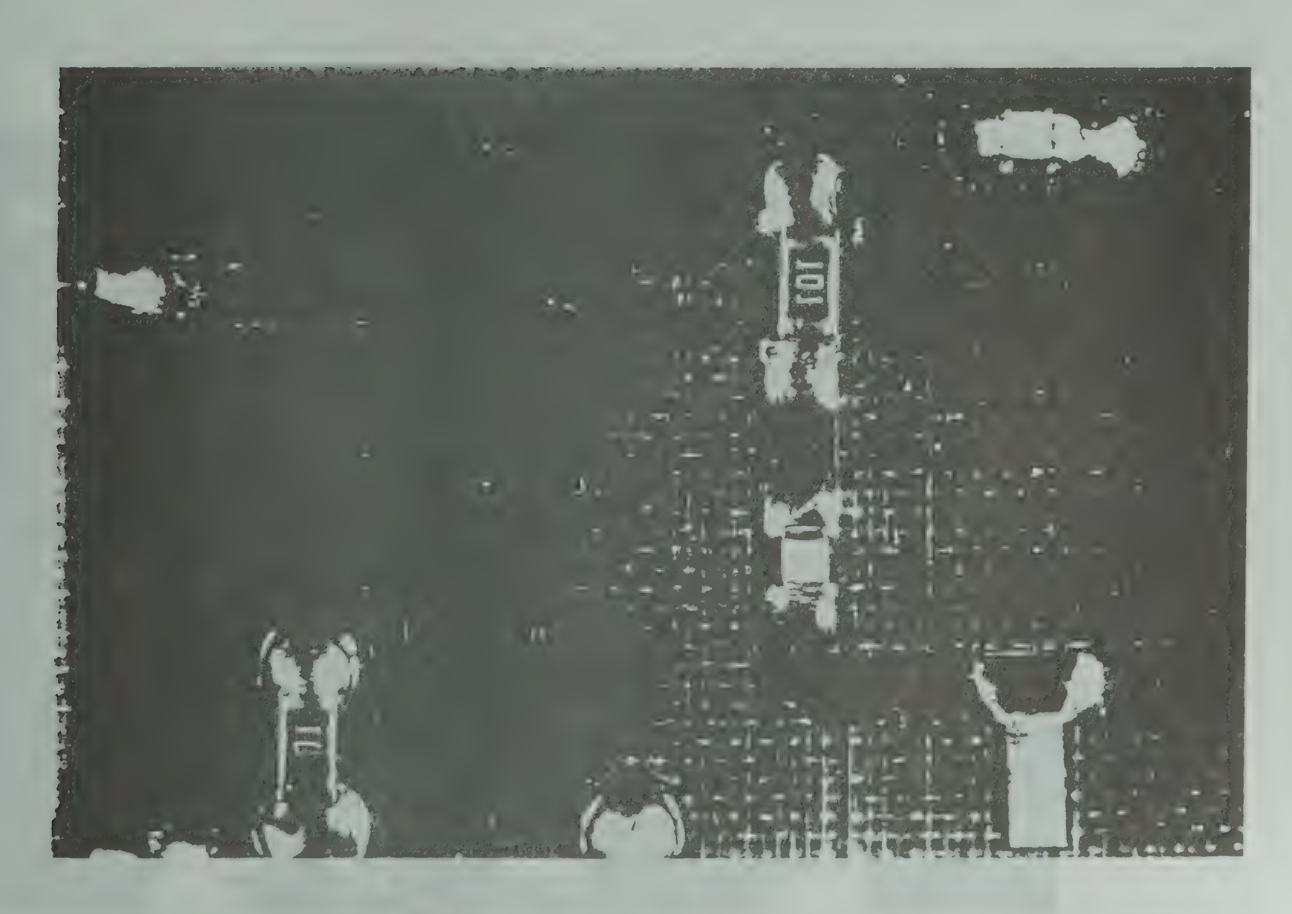
1. Leiterbahnseite mit Abgleichelementen 10GHz RX/TX



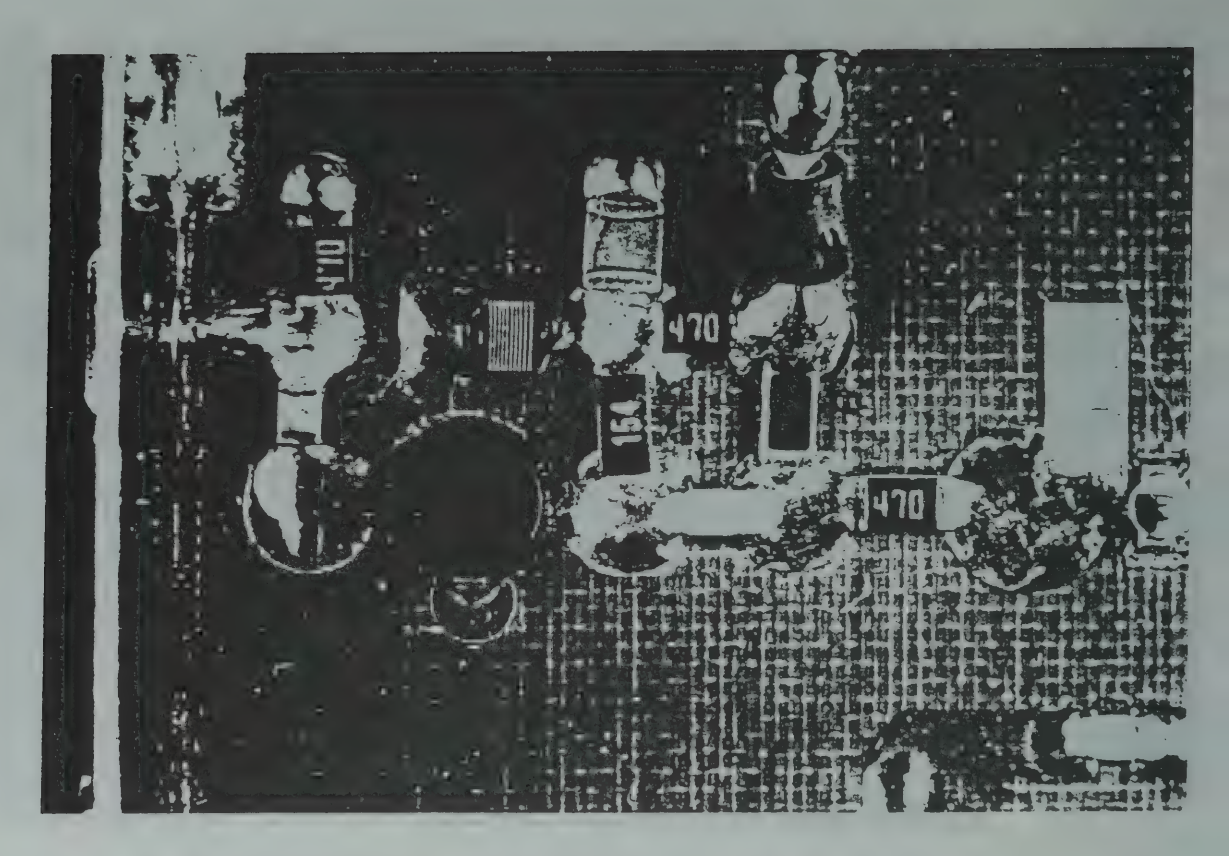
2. Platinenrückseite mit aufgelöteten Resonatortöpfen



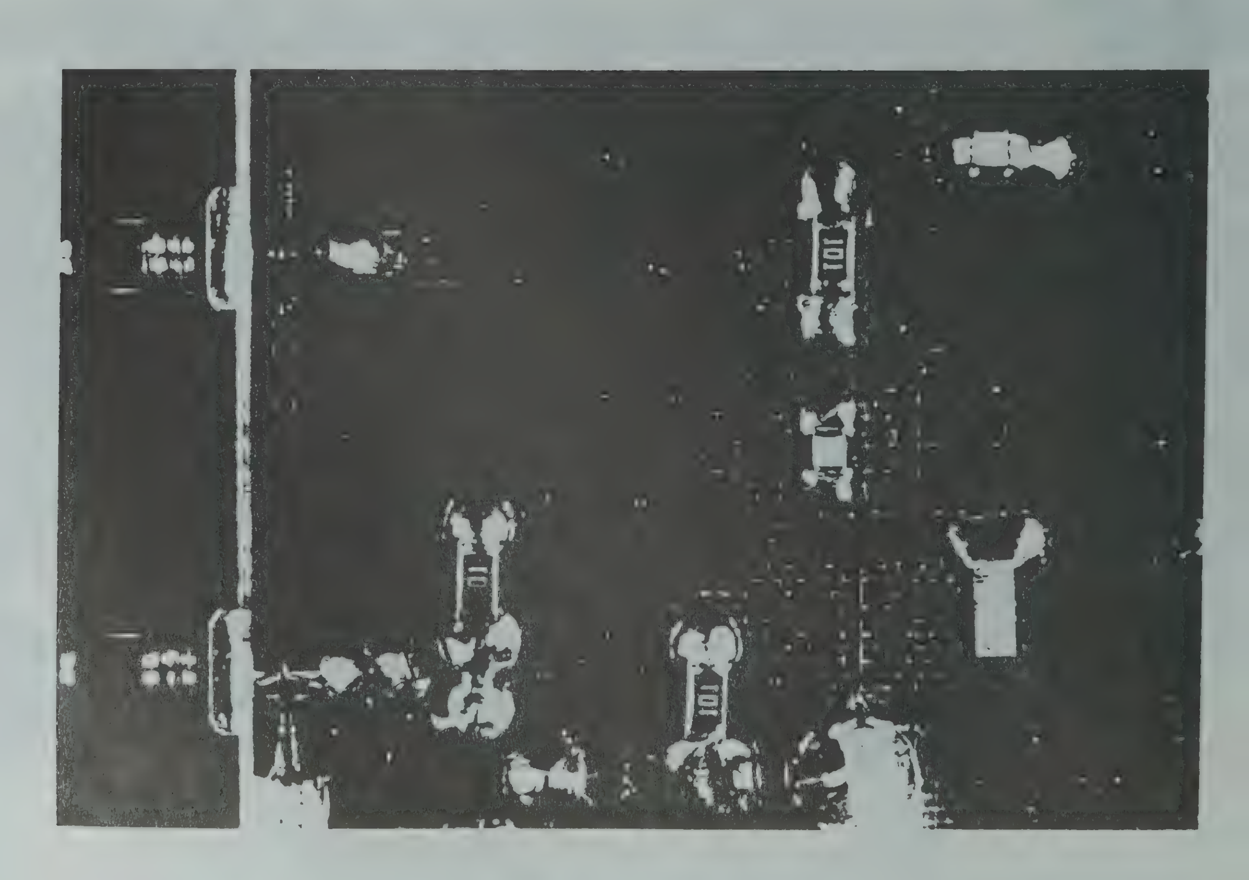
3. Richtkoppler am Empfangsmischer mit Abgleichelementen



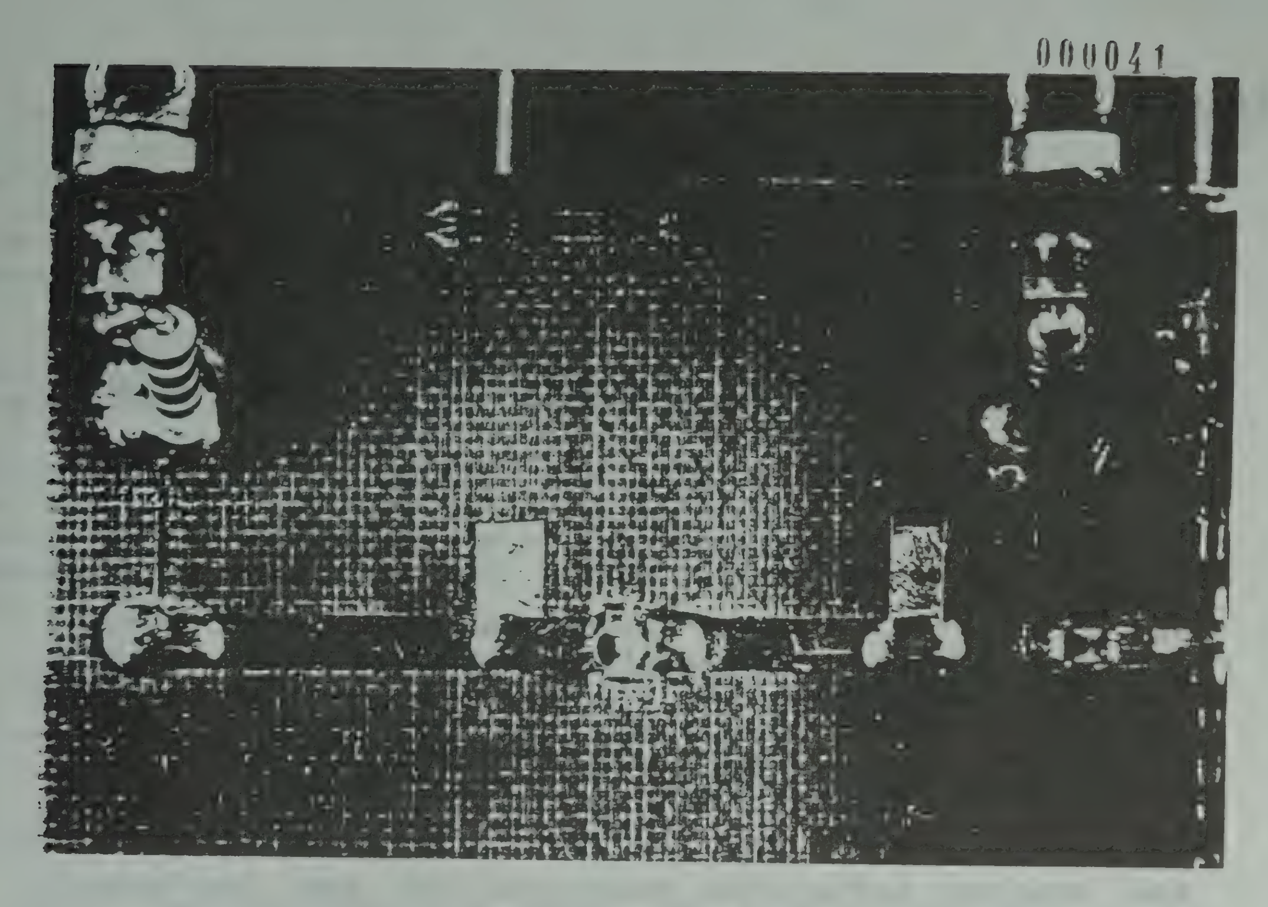
4. Wilkinson-Teiler für die Oszillatoreinspeisung



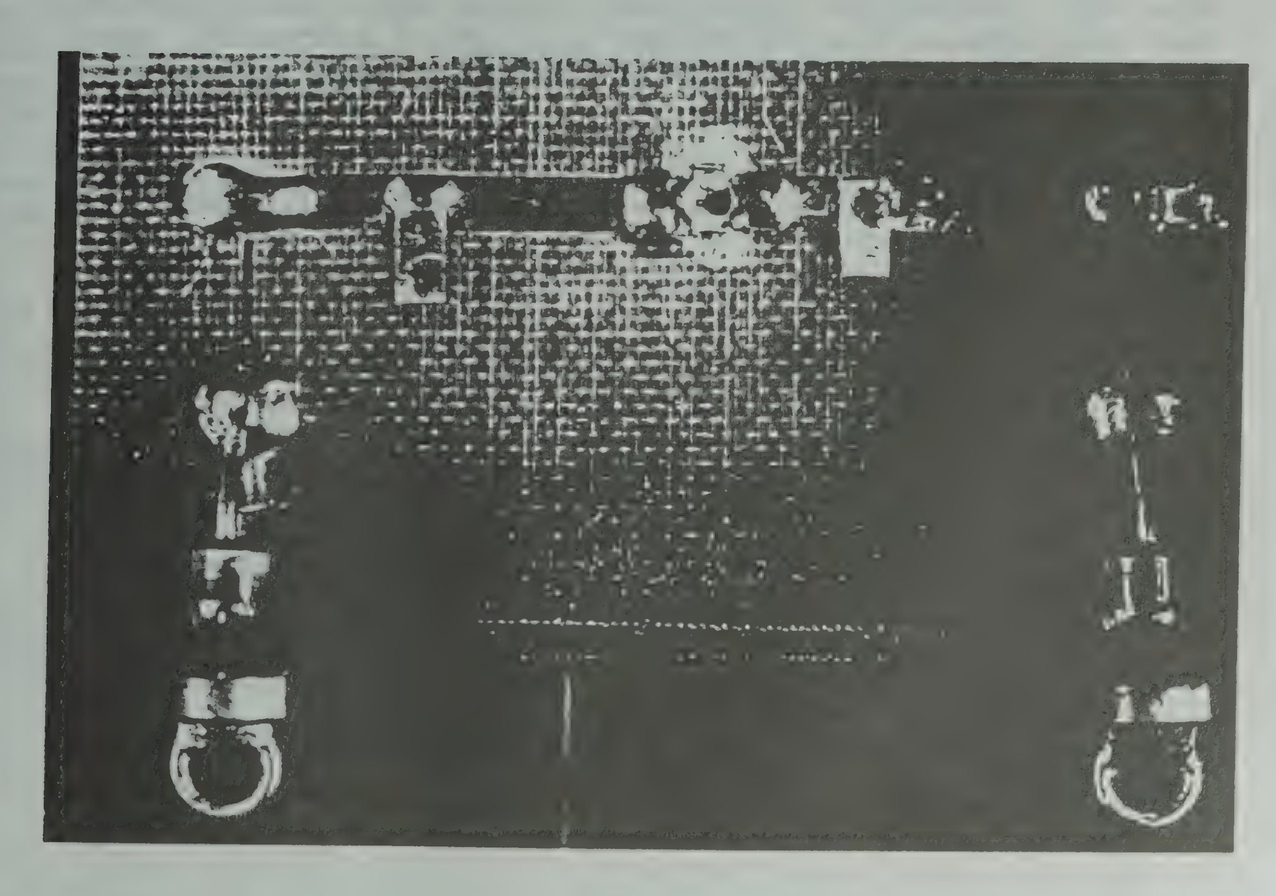
5. Bestückung des ZF-Vorverstärkers mit SMD-Bauteilen



Eingangsdämpfungsglied zum Sendemischer regelbar



7. HF-Vorstufe mit Abgleichelementen



8. Senderfolgestufe mit Abgleichelementen

Der Frequenzvervielfacher, einsetzbar für die Amateurfunkbereiche 5760 MHz, 10368 MHz und 24192 MHz (47088 MHz) - vom Aufbau bis zum Abgleich -

Jürgen Dahms, DC0DA, Brandbruchstr. 17, 4600 Dortmund 30

Einleitung

Es soll hier der Versuch unternommen werden, den Umgang mit GaAs-FETs zu veranschaulichen und den Mut zum Selbstbau zu fördern. Auch wenn der Newcomer zum ersten Mal mit Teflonmaterial und relativ empfindlichen und kleinen Bauteilen umgeht, so soll doch die folgende detaillierte Beschreibung sein Interesse für derartige Aufbauten wekken und fördern.

Als eine der einfachsten Baugruppen aus der GHz-Technik wurde für diesen Zweck ein Frequenzvervielfacher für 10-GHz-Transverter gewählt.

Voraussetzung zum Ansteuern des verwendeten Frequenzvervielfachers ist eine stabile Frequenzaufbereitung mit einer Ausgangsfrequenz zwischen 2,5 GHz und 3 GHz und ca. 5 mW Ausgangsleistung z.B. nach (1). Durch entsprechende ein- bzw. mehrmalige Verdopplung können damit Oszillatoren für die höheren Frequenzbänder problemlos aufgebaut werden. Bevorzugt soll hier das 10-GHz-Amateurfunkband herangezogen werden.

Ausgewählt wurde der Frequenzvervielfacher aus (2), der in zwei Dopplerschritten die benötigte Ausgangsfrequenz im 10-GHz-Band erreicht. Sie ist die z. Z. meist nachgebaute Vervielfacherversion und wird nicht selten auch als Bakenbaustein verwendet.

Bauvorschläge, die sofort vervierfachen und dabei aufgrund des niedrigen Wirkungsgrades eine nachgeschaltete Verstärkerstufe bedürfen (3), führten selbst bei geübten SHF-Amateuren fast immer zu Schwierigkeiten, da vielfach ein Analysator nicht zur Verfügung steht. Der Autor rät von dieser Vorgehensweise ab und empfiehlt deshalb grundsätzlich zu einer sauberen und eindeutigen zweimaligen Verdoppelung.

Zur Schaltung

Gegenüber der Originalveröffentlichung (2) wurde die Länge der lamda/4-Gatedrossel der zweiten Dopplerstufe korrigiert (sie war aus Versehen für 10 GHz anstatt für 5 GHz berechnet). Ansonsten wurde das Layout übernommen.

Die Standardbestückung mit 2 mal MGF1302 hat sich inzwischen bewährt. In der ersten Dopplerstufe kann aber auch ein MGF1502 eingesetzt werden.

Eine regelbare negative Gatevorspannung zum Einstellen der Arbeitspunkte ist nicht erforderlich, da sich diese automatisch bei Ansteuerung der Stufe einstellt. Sie kann gegebenenfalls durch den Wert der Gatewiderstände beeinflußt werden.

Für jede Stufe ist ein separater Spannungsregler vorgesehen, der in Freiluftverdrahtung unter der Teflonplatine im Gehäuse untergebracht werden kann.

Zum Aufbau

Als Ein- und Ausgangsbuchsen werden SMC-Printbuchsen verwendet, so läßt sich möglichst viel Platz für die Steckverbindungen beim späteren Einbau in das Transvertergehäuse einsparen. Bewußt kommt ein handelsübliches Weißblechgehäuse mit nur 30 mm Gesamthöhe zur Anwendung. Es paßt in der Höhe zu den anderen Baugruppen wie z.B. Frequenzaufbereitung (1) und Sende-Empfangsmischer-Baugruppe. Außerdem zeigt die Erfahrung, daß bei zu großem Deckelabstand zur Platine (selbst bei Kohleschaumstoffeinlage) sehr leicht Veränderungen in den Ausgangsleistungen sowie leichte Schwingneigungen auftraten, daher sollte der Abschlußdeckel so nah wie möglich an die geätzte Leiterbahnseite der Platine heranreichen. Die im Deckel eingeklebte Kohleschaumstoffmatte soll hierbei die Platine allerdings nicht berühren.

Die benötigten Resonatorfilter können mit einfachen Mitteln (Rohrschneider, Blechschere) selbst hergestellt werden. Eleganter sind natürlich auf der Drehbank angefertigte Filtertöpfe. Für die Funktion und die Ausgangsleistung des Frequenzvervielfachers spielt dies aber eine untergeordnete Rolle. Durch Exemplarstreuungen der GaAs-FETs ergeben sich weitaus stärkere Einflüsse als die geringfügig unterschiedliche Güte der Resonatorfilter.

Um beeinflußbare Faktoren auszuschließen, sollten die Platine und die Filtertöpfe mit Anreibeversilberung versilbert werden, jedoch darf die Platine keinesfalls mit Lackspray bearbeitet werden.

Zur Durchkontaktierung der Source-Anschlußbeinchen der

GaAs-FETs nach Masse gibt es in der Amateurfunkliteratur mehrere Vorschläge. Zwei Versionen haben sich bisher besonders bewährt. Entweder werden die Anschlußbeinchen um 90 Grad scharf am Transistorgehäuse nach unten abgeknickt, durch einen Schlitz in der Platine gesteckt, wiederum abgeknickt und mit der Masseseite der Platine kurz verlötet. Das Auswechseln der GaAs-FETs ist bei dieser Methode allerdings sehr umständlich. Einfacher geht dieses, indem man die Source-Beinchen auf die benötigte Länge abschneidet und sie auf durch die Platine gesteckte Lötnägel oder kleine Drahtklemmhülsen auflötet. So kann der defekte Transistor problemlos von oben aus der Schaltung entfernt weden. Diese Version der Durchkontaktierung wird im vorliegenden Konzept angewandt.

Einsatzmöglichkeiten des Vervielfachers

	Transverter				Bake	
Ziel:	6cm	3cm	1,3cm	0,6cm	3cm	1,3cm
	alle Frequenzen in MHz					
Sendefrequ.	5760	10368	24192	47088	10368	24192
Zwischenfr.	144	144	144	432	-	-
LO-Modul DD9DU (1)	2808	2556	3006	2916	2592	3024
1.Verdoppler DC0DA (2)	5616	5112	6012	5832	5184	6048
2.Verdoppler DC0DA (2)	-	10224	12024	11664	10368	12096
ext.Verdoppl. DB6NT (4)	-	-	24048	-	-	24192
ext.Verdoppl. DF9IC (5)	-	-	-	23328	-	-

A Anfertigen der Resonatorfilter

B Zusammenbau der Baugruppe

C Abgleich der Baugruppe

A Anfertigen der Resonatorfilter

A1 Zwei Rohrstücke, 13 mm und 9 mm lang, von einem Rohr (MS oder Cu) mit 18 mm Außendurchmesser und 1 mm Wandstärke mit einem Rohrschneider abschneiden.

A2 Zwei Abschlußdeckel mit 20 mm im Quadrat aus 1mm-Ms-Blech ausschneiden, diagonal anreißen und mittig ein 4,2 mm Loch bohren.

A3 Rohrstücke und Abschlußdeckel mit Anreibeversilberung allseitig versilbern.

A4 Rohrstücke jeweils auf den Deckel zentral auflegen und mit diesem außenherum verlöten. Das Lötzinn darf dabei nicht in den Resonatorraum fließen.

A5 Flache, 2 mm starke M4-Ms-Mutter über Deckelbohrung auflegen, mittels M4-Schraube und Gegenmutter im Ringinneren festziehen und die flache Mutter mit dem Deckel verlöten. Danach M4-Schraube mit Kontermutter sofort herausdrehen und Resonator abkühlen lassen. Kolophoniumreste mit Aceton auswaschen.

A6 Den gleichen Arbeitsgang beim zweiten Resonator wiederholen.

A7 Alle Maße kontrollieren! Der vorgefertigte Resonator für 5 GHz muß eine Gesamthöhe (Ring, Deckel, Mutter) von 16 mm, der für 10 GHz eine Gesamthöhe von 12 mm haben.

A8 Zwei M4-Ms-Madenschrauben mit einer Länge von 17 mm und einer Länge von 12,5 mm anfertigen.

A9 Zwei weitere flache M4-Ms-Muttern (2 mm stark) als Kontermutter für die Madenschrauben bereitlegen.

000046 B Zusammenbau der Baugruppe

B1 Ein Weißblechgehäuse Nr.3 (37 mm * 111 mm * 30 mm) zusammensetzen.

B2 Teflonplatine mit Metallschere beschneiden und in das Weißblechgehäuse einpassen.

B3 Auf das Bodenblech werden jeweils in die vier Ecken M5-Flachkopfschrauben von insgesamt 19,5 mm Länge (16 mm Gewindelänge mit Zylinderkopf) gestellt und die Platine mit der vollkaschierten Seite auf diese aufgelegt.

B4 Maße kontrollieren! Die Entfernung vom offenen Deckelrand des Gehäuses darf jetzt max. 8 mm betragen.

B5 Der Sitz der Ein- und Ausgangsbuchsen sowie der Durchführungskondensators wird auf den Seitenteilen angerissen. Als Buchsen werden SMC-Printbuchsen verwendet. Die SMC-Buchsen sitzen ca. 7 mm, der Durchführungskondensator ca. 16 mm vom oberen Rand entfernt.

B6 Die Löcher für die Buchsen und den Kondensator in die Seitenbleche bohren: SMC = 2,8 mm, DC = 3,2 mm

B7 Bohren der Teflonplatine. Die Spannungszuführungen zu den Draindrosseln, die Durchkontaktierungen und die vorgesehenen Bohrungen für die Filterstifte werden mit einem 0.8 mm Platinenbohrer durchgeführt. Vorerst wird nur bei den beiden Spannungszuführungen die Massefläche auf der Platinenrückseite vorsichtig mit einem größerem Bohrer (ca. 2,5 mm) rund um das Bohrloch entfernt. Bei Teflonmaterial frißt sich der Bohrer leicht in das Material, deshalb sollte ein abgenutzter Bohrer mit wenig Druck benutzt werden!

B8 Die Platine umdrehen und auf der Masseseite die Mitte zwischen den Bohrungen für die Filterstifte anzeichnen und mit einem Zirkel einen Kreis mit dem Radius von ca. 9 mm schlagen (entspricht Außendurchmesser der Resonatortöpfchen); so können später die Resonatoren beim Auflöten auf die Platinenmasseseite exakt zentriert werden.

B9 Die Durchkontaktierungen für die Sourceanschlüsse der GaAs-FETs und die Bohrungen für die Filterstifte auf 1,3 mm aufbohren.

B10 Insgesamt werden acht Lötnägel vorbereitet. Der Vierkantstift wird abgekniffen und der verbleibende Wulst mit einer Schlüsselfeile plan gefeilt.

000047

B11 Die vier Bohrungen für die Filterstifte werden auf der Platinenrückseite rundherum von der Massefläche befreit (siehe auch Punkt B7); es soll sich etwa eine freie Fläche von ca. 2 mm Durchmesser bilden.

B12 Die Lötnägel durch die Bohrungen pressen und mit den Leiterbahnanschlüssen rundherum verlöten.

B13 Die Lötnägel für das 5-GHz-Filter auf 5 mm Höhe über der Platine, die Lötnägel für das 10-GHz-Filter auf 2,5 mm Höhe über der Platine kürzen.

B14 Die Lötnägel für die Source-Durchkontaktierungen durch die Bohrungen pressen und rundherum mit der Masseseite der Platineseite verlöten, überstehenden Rest der Stifte abkneifen.

B15 Die restlichen drei Durchkontaktierungen jeweils an den Gate-Drosseln mit 0,8er Schaltdraht durchführen.

B16 Auflöten der Resonatortöpfe. Lange M4-Schrauben in die Resonatormutter eindrehen. Mittels einer zweiten Mutter kontern und die Filtertöpfe mit Hilfe der Zirkelkreise auf der Platinenmasseseite zentrieren.

B17 Mit einer großen Lötkolbenspitze an vier Stellen, verteilt am Ringumfang, die Resonatortöpfe auf der Platine anheften.

B18 Nach dem Heftvorgang durch langsames Ziehen der Lötspitze um den Resonatorring Lötzinn gleichmäßig rund um den Ring verteilen und diesen mit der Platine verlöten. Danach M4-Schrauben mit Kontermuttern herausdrehen.

B19 Platine in den Gehäuserahmen einlöten. Vorgehensweise wie Punkt B1 und B3. Die Gehäuserahmenteile am oberen Rand an den überlappenden Enden kurz zusammenlöten. Die Platine an den vorgesehenen vier Ecken mit dem Rahmen verlöten; der Sitz der Platine ist jetzt genau festgelegt. Bodendeckel vom Rahmen lösen, die vier Justierschrauben entfernen und die vollkaschierte Platinenseite rundherum mit dem Gehäuserahmen verlöten.

B20 Von den SMC-Printbuchsen die Steckstifte abkneifen, überstehende Reste abfeilen, von außen durch die vorgesehenen Bohrungen in Gehäuserahmen stecken und die Anschlußstifte mit den jeweiligen Leiterbahnen verlöten. Den Vierkantflansch der Printbuchsen ausrichten und jeweils drei Flanschseiten mit dem Gehäuserahmen verlöten. Die obere Flanschseite zum Deckelrand hin wird nicht verlötet, da sonst der Gehäusedeckel an diesen Stellen klemmen würde.

B21 Durchführungskondensator in den Gehäuserahmen einlöten.

B22 Eine zugeschnittene Kohleschaumstoffmatte (ca. 6 mm dick) in den Gehäusedeckel einkleben.

B23 Drainseitige Verdrahtung nach dem Schaltbild vornehmen. Für die Verdrahtung wird die drainseitige Gehäusewand benutzt. Als "Stützpunkt" für die Freiluftverdrahtung werden 1-nF-Scheibenkondensatoren, die auf die Gehäusewand innenseitig aufgelötet werden, verwendet.

B24 Einlöten der Chipkondensatoren und der Chipwiderstände. Die Leiterbahnenden werden an den entsprechenden Stellen leicht vorverzinnt, die Chipkondensatoren mit der Pinzette flach aufgelegt und mit den vorverzinnten Stellen jeweils kopfseitig verlötet. Der gleiche Vorgang wiederholt sich beim Einlöten der Chipwiderstände an den Gatedrosseln. Der Koppelkondensator zwischen dem 5-GHz-Filter und dem Eingang der 10-GHz-Stufe wird vorerst auf die rechtwinklig abgehende Auskoppelstreifenleitung gelötet und später nach erfolgreichem Abgleich des ersten Verdopplers unter zu Hilfenahme von Entlötlitze auf den Eingang der zweiten Dopplerstufe umgelötet. Diese Verbindung zum Messen der Ausgangsleistung kann selbstverständlich auch mit einem kleinen Stückchen Kupferfolie, das auf Leiterbahnbreite zurechtgeschnitten wird, erfolgen!

B25 Einlöten des Eingangstrimmers am ersten Doppler. Hier kann anstelle des Sub-Miniatur-Keramik-Trimmers (roter Punkt = Masseanschluß) auch ein grüner Miniatur-Kunststoff-Folientrimmer verwendet werden (nur bei Eingangsfrequenzen bis 2,5 GHz möglich). Beim Einlöten des Keramiktrimmers darf kein Kolophonium unter den Keramikkörper fließen, da sonst sofort die Schleifkontakte blockiert werden.

B26 Einlöten der GaAs-FETs. Bei den Mitsubishi-Typen ist die abgeschrägte Fahne immer das Gate, bei den Siemens-Typen immer der Drain! Die Drainseite sollte durch einen Punkt auf dem Keramikgehäuse mittels Farbstift immer gekennzeichnet werden. Die Anschlußfahnen werden bis auf die benötigte Länge abgekniffen, der GaAs-FET mit der Pinzette auf die Schaltung aufgelegt und die Source-Anschlußfahnen mit den vorverzinnten Source-Durchkontaktierungen verlötet. Danach werden die Drain- und Gatefahnen mit der Leiterbahn verlötet.

B27 Alle Lötstellen kontrollieren!

C Abgleich der Baugruppe

Die angegeben Spannungen, Ströme und Leistungen beziehen sich auf den Musteraufbau und können je nach GaAs-FET-Typ unterschiedlich sein!

C1 Die Betriebsspannung von 12 V über 100-mA-Meter an den Baustein anlegen. Der erste Doppler nimmt ohne Ansteuerung einen Strom von 60 mA auf. Die Dopplerstufe mit 6 mW auf 2,5 GHz ansteuern und den Eingangstrimmer auf minimale Stromaufnahme der Stufe einstellen; der Strom geht auf 32 mA zurück.

C2 Die Baugruppe mit dem Deckel abschließen und umdrehen, Leistungsmesser (Bolometer oder geeignetes mW-Meter) an 5 GHz Meßausgang anschließen und langsam die Abstimmschraube in den 5-GHz-Resonator hineindrehen. Bei ca 10,5 mm Eintauchtiefe der Schraube in den Resonator erfolgt ein zweiter Stromrückgang um 6 mA auf 26 mA und es stellt sich eine Ausgangsleistung von 4 mW auf 5 GHz ein. Danach ist die Abstimmschraube mit der Flachmutter zu kontern.

C3 Den Koppelkondensator auf den Eingang der zweiten Dopplerstufe umlöten, Baugruppe wieder mit Deckel abschließen, Baugruppe umdrehen, Leistungsmesser an den Ausgang anschließen und langsam die Abstimmschraube in den 10-GHz-Resonator hineindrehen. Bei ca. 4,5 mm Eintauchtiefe der Schraube in den Resonator liegt ein deutlicher scharfer Resonanzpunkt vor, eine Leistung von 1 mW auf 10 GHz ist meßbar. Die Stromaufnahme für beide Dopplerstufen beträgt 92 mA. Beim Erreichen des Resonanzpunktes des 10-GHz-Resonators ist kaum eine Veränderung des Gesamtstromes zu beobachten. Danach ist die Abstimmschraube mit der Flachmutter zu kontern.

Ohne besondere Anpaßmaßnahmen (Auflegen von Transformationsgliedern), sondern nur durch Abstimmen der Resonatortöpfe und des Eingangstrimmers, konnte bei einer Eingangsleistung auf 2,5 GHz von 6 mW eine Ausgangsleistung auf 10 GHz von 1 mW erreicht werden.

C4 Optimierung des Bausteins. Es wurden verschiedene große Plättchen aus dünner Kupferfolie mittels Schere zugeschnitten, mit der Flachzange plan gedrückt und mit einem angefeuchteten Holzstäbchen (Zahnstocher) auf die Drain- bzw. Gate-Streifenleiterbahn des zweiten Dopplers aufgelegt und unter Beobachtung der Ausgangsleistung hin- und hergeschoben, bis sich ein Optimum an Leistungsausbeute eingestellt hat. Jetzt ist auf 10 GHz eine Ausgangsleistung von 8 mW erreicht. Der Gesamtstrom der Baugruppe geht jetzt auf 72 mA zurück. Drainseitig wirkt sich das Auflöten eines zweiten Transformationsgliedes vorteilhaft aus.

C5 Weitere Optimierung des Bausteins. Erst jetzt wird durch Auflegen eines Kupferfolienplättchens an die Drain-Streifenleiterbahn des ersten Dopplers die Ausgangsleistung auf 10 GHz weiter erhöht. Durch diesen sogenannten Stub werden 11 mW erzielt. Der Gesamtstrom geht hierbei weiter auf 68 mA zurück.

C6 Als letzte Optimierungsmaßnahme wird ein 0,47-pF-Chip-Kondensator so dicht wie möglich am Keramikkörper des ersten Dopplers zwischen einen Sourceanschluß und dem Gate angelötet. Der Trimmer am 2,5-GHz-Eingang der Stufe muß jetzt allerdings etwas nachgeglichen werden. Die somit erreichte Ausgangsleistung auf 10 GHz beträgt 13 mW. Hiermit ist die Optimierung des Bausteins abgeschlossen.

Eine Erhöhung der Eingangsleistung auf 2,5 GHz über 6 mW hinaus bringt keine höhere Ausgangsleistung auf 10 GHz!

Zum Abschluß kann das 10-GHz-Resonatorfilter nach Auflegen des Deckels vorsichtig nachgezogen werden.

C7 Am Gatewiderstand des ersten Dopplers läßt sich eine negative Spannung von 1,5 V, am Gatewiderstand des zweiten Dopplers eine negative Spannung von 0,5 V messen.

Die Höhe der sich automatisch einstellenden negativen Spannung bei Ansteuerung einer Dopplerstufe ist ein Meßwert für deren Ansteuerleistung. Sie kann somit als Abgleichhilfe dienen.

Die Abmessungen der Kupferfolienplättchen können je nach Transistortyp und Aufbau unterschiedlich sein. Genaue Abmessungen lassen sich deshalb nicht festlegen. Die ermittelten Abmessungen für den vorgestellten Musteraufbau sind aus dem Foto der Baugruppe zu entnehmen.

Besonders zu betonen bleibt, daß für den Abgleich dieser Vervielfacherbaugruppe außer einem Vielfachmessinstrument und einem Leistungsmesser keine weiteren Meßmittel zum Überprüfen der Baugruppe erforderlich sind.

Einzige Parameter sind die bestimmten Eintauchtiefen der Abstimmschrauben in die Resonatoren, wobei diese exakt vorgegeben sind! Es kann somit kein Fehlabgleich geschehen.

Zum Abschluß

Mit der Baubeschreibung hofft der Verfasser in anschaulicher Art und Weise eine der wichtigsten und vielseitigsten Baugruppen aus der 10-GHz-Experimentaltechnik vorgestellt zu haben. Es wurde der Versuch unternommen, den Umgang mit Teflonmaterial, Chip-Kondensatoren bzw. Widerständen und GaAs-FETs zu beschreiben, sodaß sich auch ein Neuling an diese Art der Aufbautechnik durchaus heranwagen kann.

Die Art der Darstellung, die mit einer Frequenzaufbereitung für 2,5 GHz anfing, wird fortgesetzt. Geplant ist ein weiterer Baustein aus der 10-GHz-Technik, ein einfacher aktiver Sende-Empfangsmischer auf Teflonbasis.

Der Verfasser wünscht bis dahin allen Nachbauern viel Erfolg. Lassen Sie sich die Freude am Selbstbau durch das Angebot an Fertiggeräten nicht nehmen.

Stückliste des Frequenzvervielfachers

1 Weißblechgehäuse Nr.3 (37 mm *111 mm * 30 mm)
1 Teflonplatine 3>6>12 GHz, DC0DA (34,5 mm * 108 mm)
  Basismaterial: 0,79 mm starkes glasfaserverstärktes Teflonmaterial, KEENE, DI-CLAD (Dielektrizitätskonstante 2,5) beidseitig fotobeschichtet
2 Bausätze für Resonatorfilter nach Zeichnung
3 SMC-Print-Buchsen
1 Kupferfoliestreifen ca 8 mm * 20 mm
1 Kohleschaumstoffmatte 35 mm * 108 mm * 6 mm
1 3 mm Ferrit Perle
1 Stück isolierter Schaltdraht ca 6 cm lang

Halbleiter

2 MGF1302 (MGF1502/MGF1302 oder 2 * CFY19)
2 IC 78L06

Widerstände

2 Chipwiderstände 10 kOhm
2 100 Ohm

Kondensatoren

1 Subminiatur- Keramik-Trimmer 0,5-2,5 pF (Johanson) od.
  Miniatur-Kunststoff-Folientrimmer 0,7-5 pF (Sky, grün)
2 Chipkondensatoren 8,2 pF
4 keramische Scheibenkondensatoren ca. 1 nF
4 Tantalelkos 1 uF/35 V
1 Durchführungskondensator 1 nF

Literatur

(1) Dahms Jürgen, DC0DA
Die Frequenzaufbereitung, das Herzstück jedes Transverters, vom Aufbau bis zum Abgleich. Tagungsband der 12. GHz-Tagung in Dorsten 1989, Seite 5 bis 17

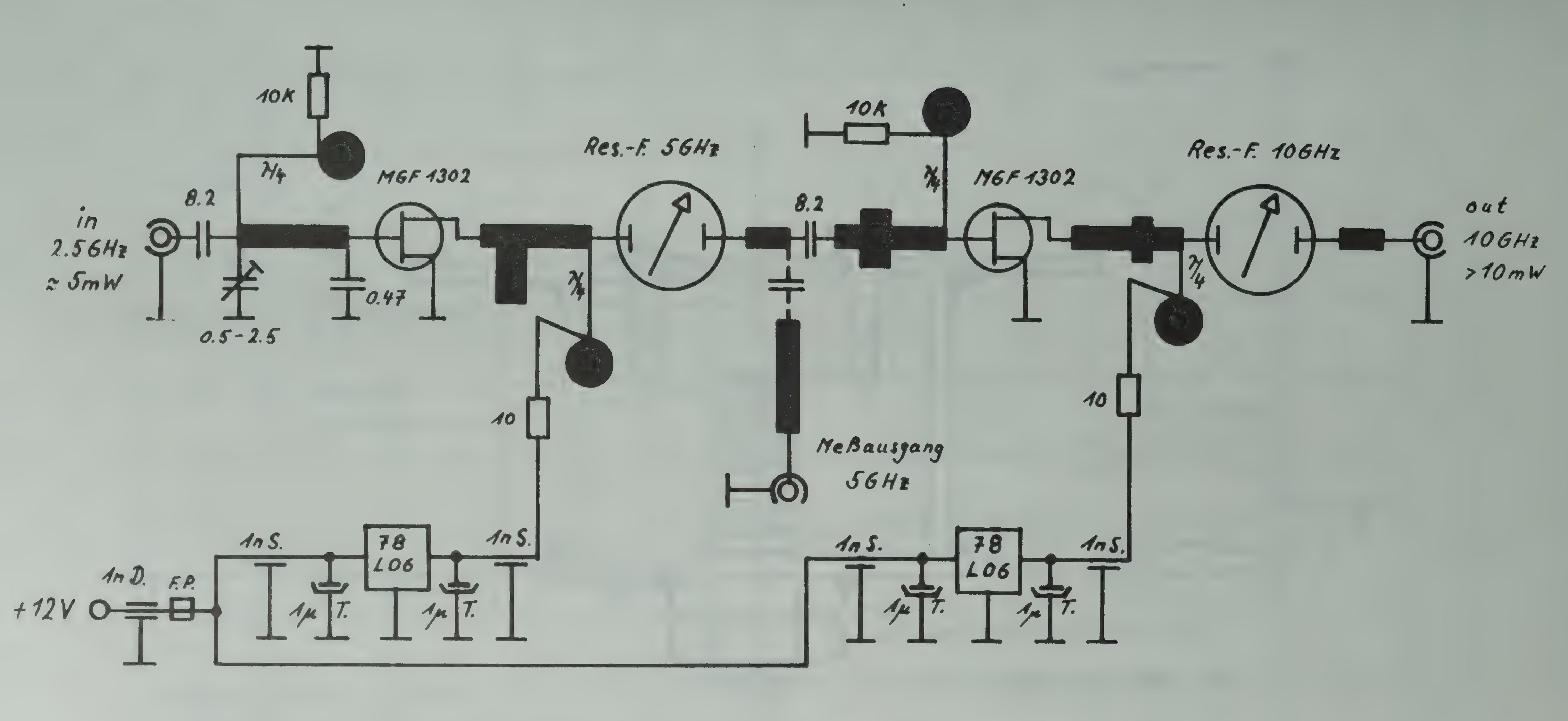
(2) Dahms Jürgen, DC0DA
GaAs-FET-Vervielfacher von 3 nach 12 GHz für LO "24 GHz-Portable-Transverter" nach DB6NT
DUBUS 1/87, Seite 9

(3) Dahms Jürgen, DC0DA
Spektrale Untersuchungen an einem aktiven Frequenzvervielfacher
DUBUS 2/88, Seite 111

(4) Kuhne Michael, DB6NT
Transistorized 24 GHz Transverter
DUBUS 1/88, Seite 3

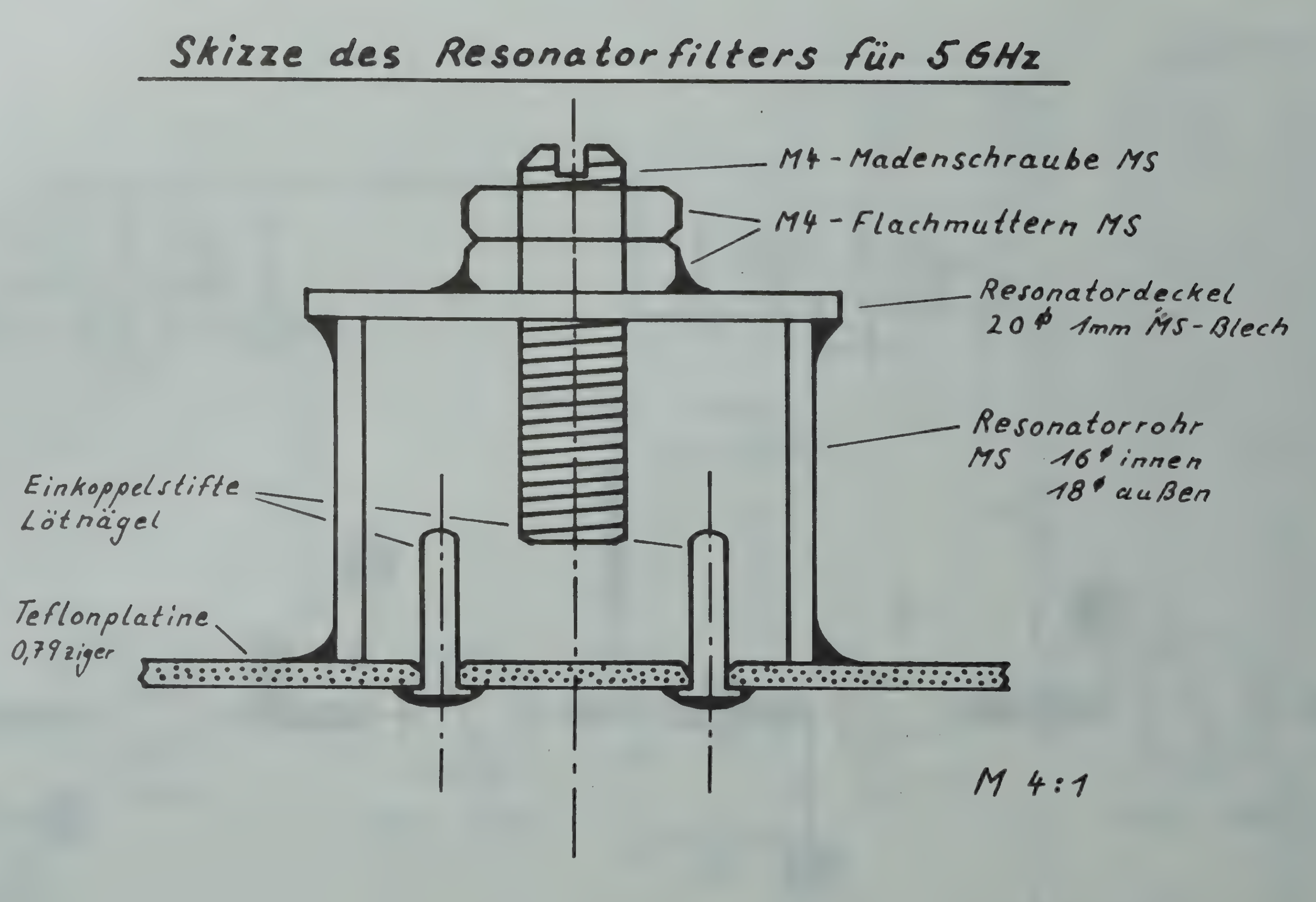
(5) Rech Wolf-Henning, DF9IC
47 GHz SSB-Komponenten, Tagungsband der 12 GHz-Tagung in Dorsten 1989, Seite 23 bis 53

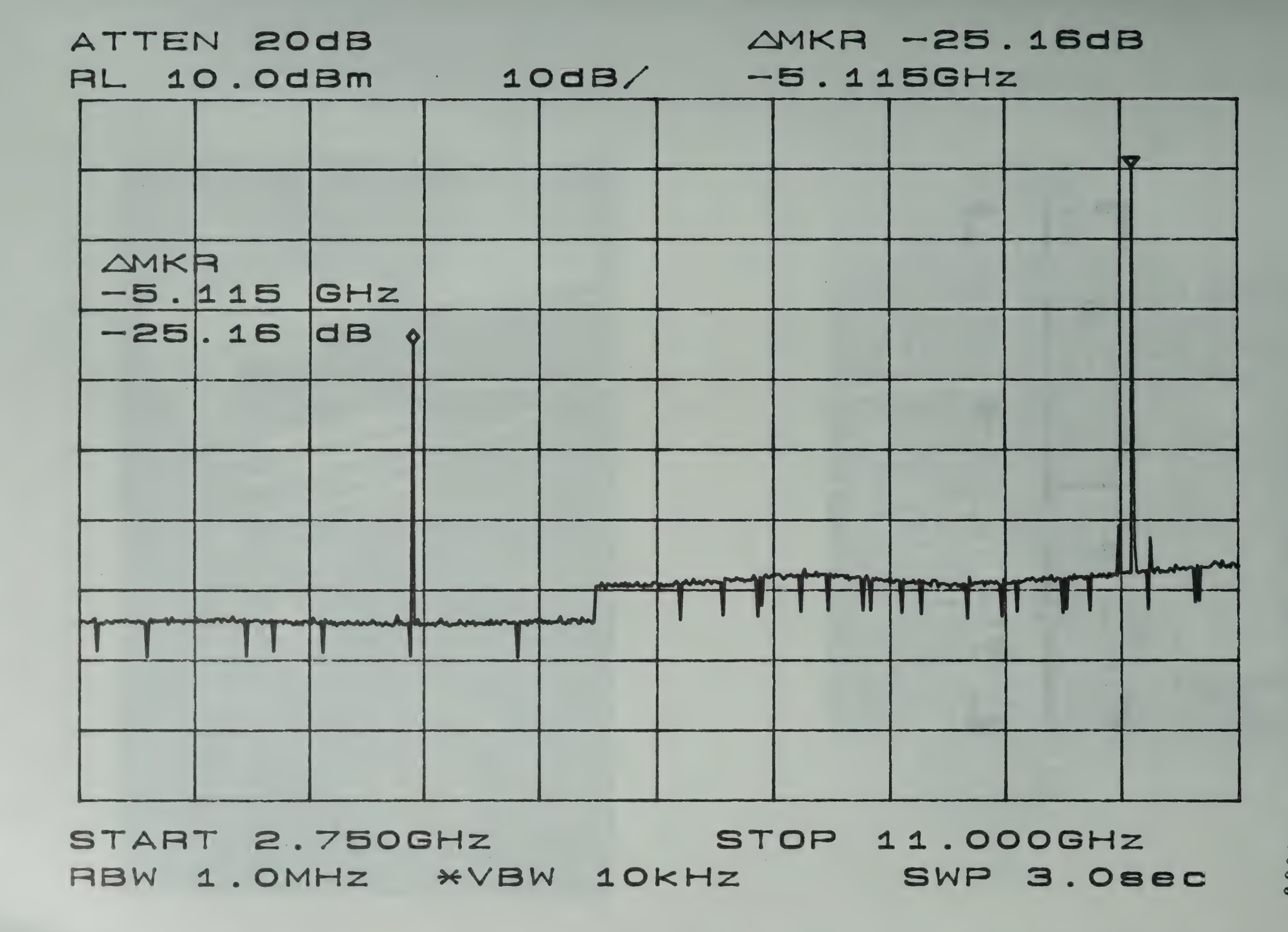
GaAs-FET-Vervierfacher für 10 GHz

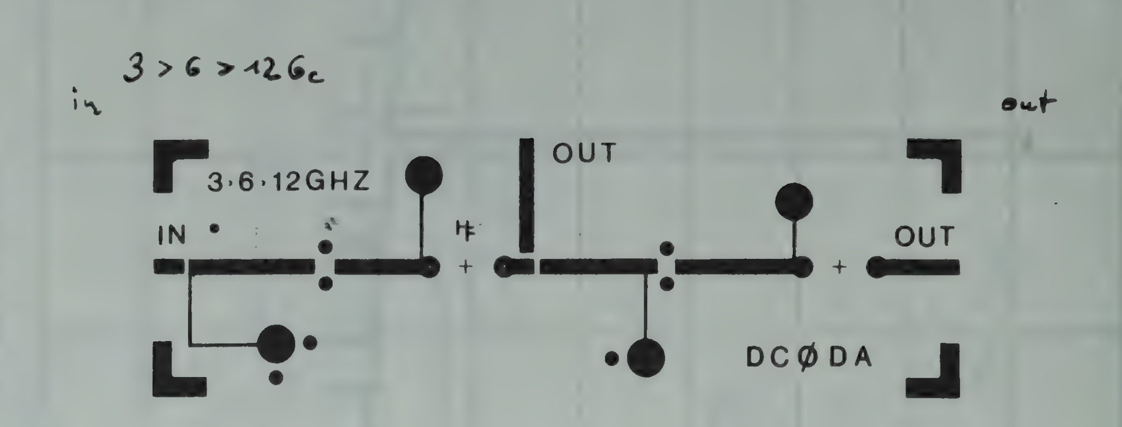


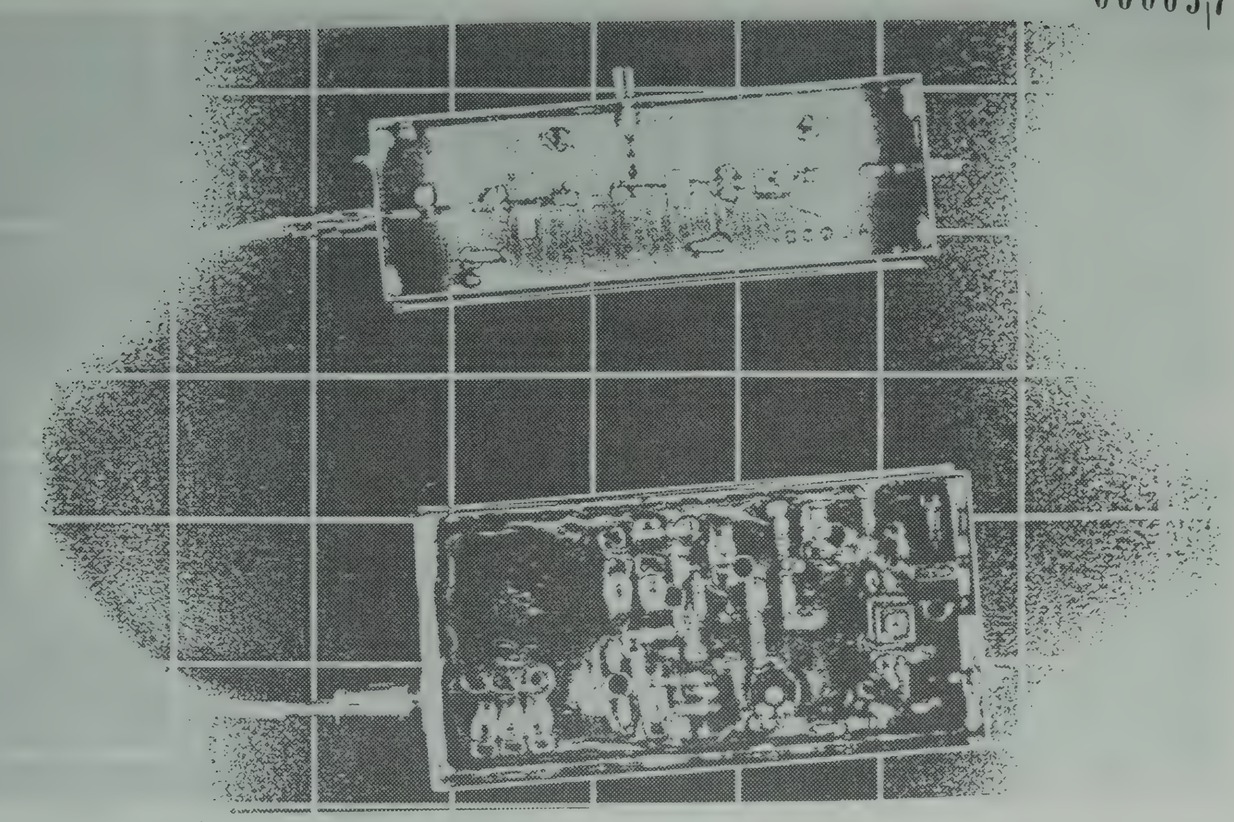
000053

Skizze des Resonatorfilters für 5 GHz

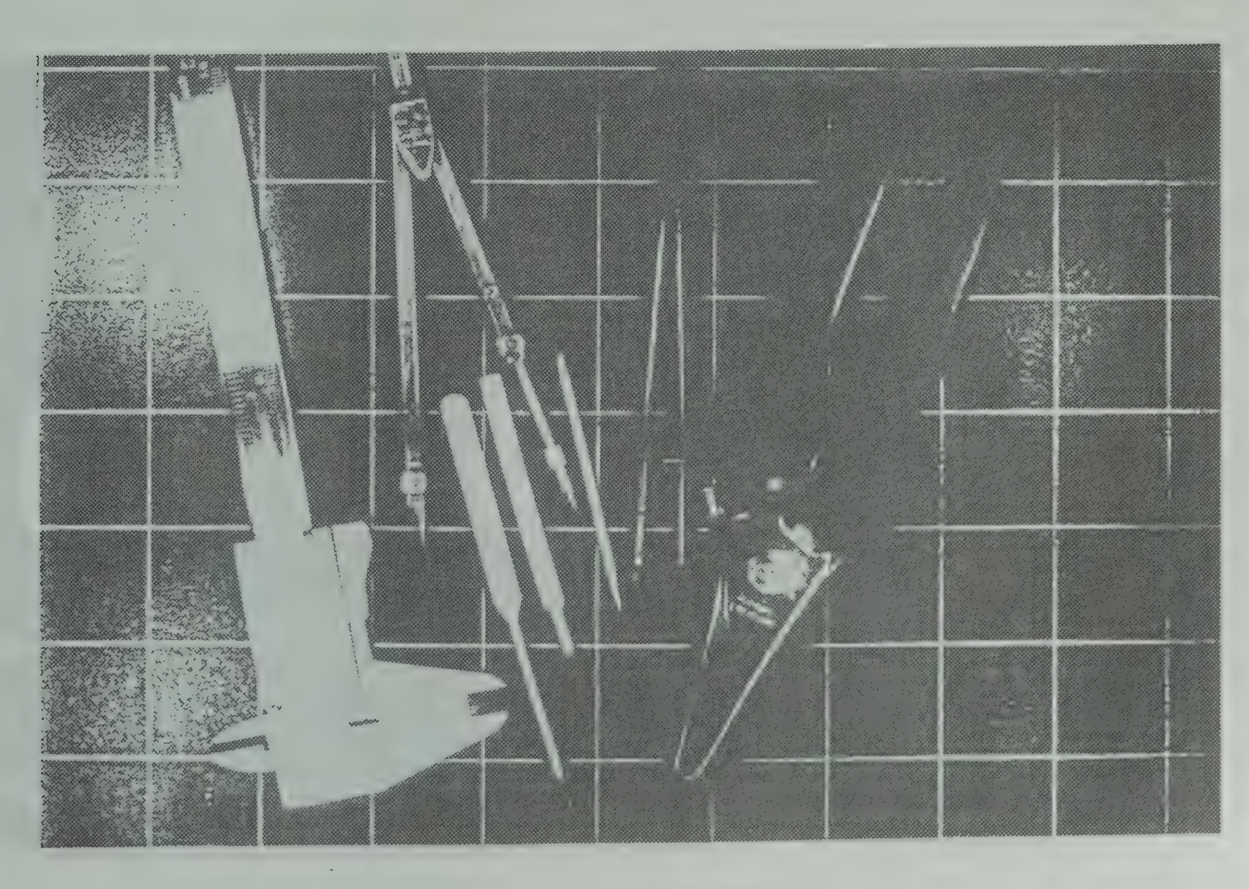



ATTEN 20dB
RL 10.0dBm
10dB/
ΔMKR -25.16dB
-5.115GHz
ΔMKR
-5.115 GHz
-25.16 dB
START 2.750GHz
STOP 11.000GHz
RBW 1.0MHz
*VBW 10kHz
SWP 3.0sec

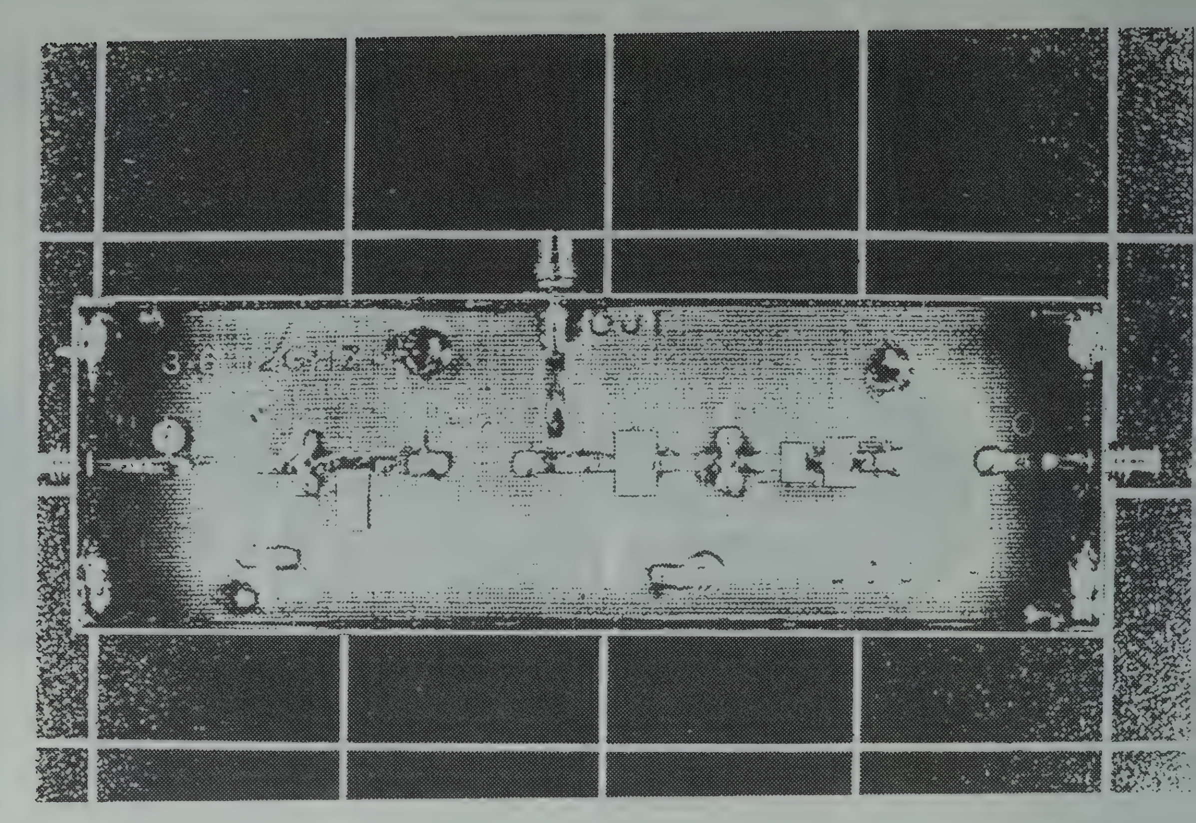

3 > 6 > 12 Gc
in
out
3·6·12GHZ
IN
OUT
OUT
DCØDA



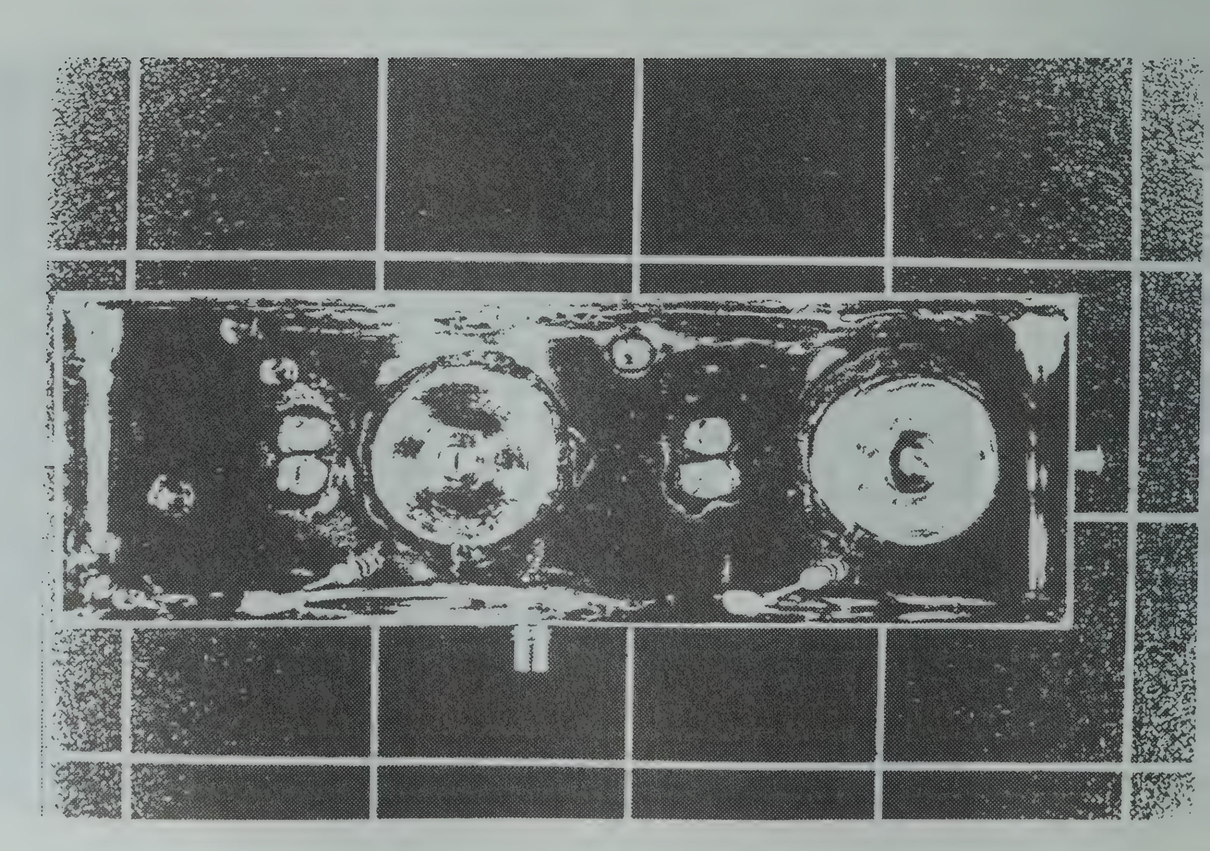
1. Frequenzvervielfacher mit Oszillatorbaustein nach DD9DU



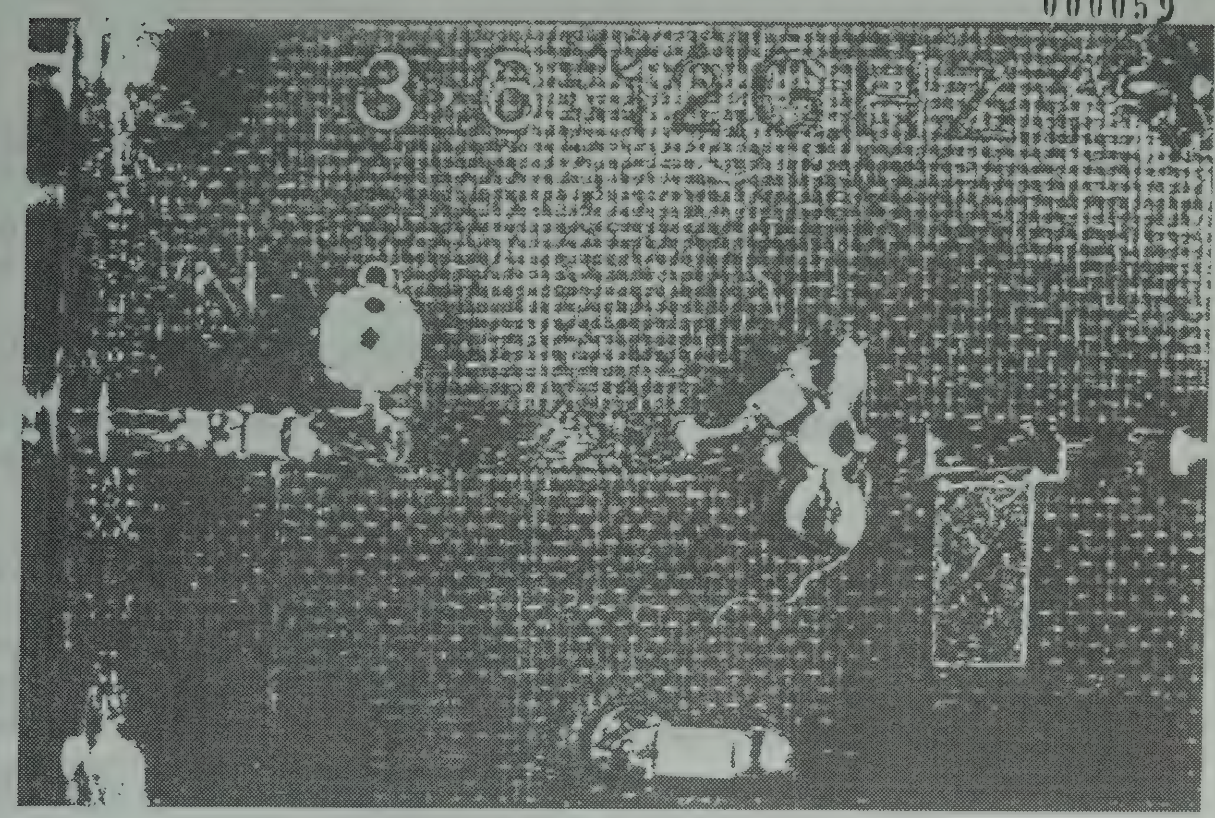
2. spezielles Werkzeug für den Frequenzvervielfacher



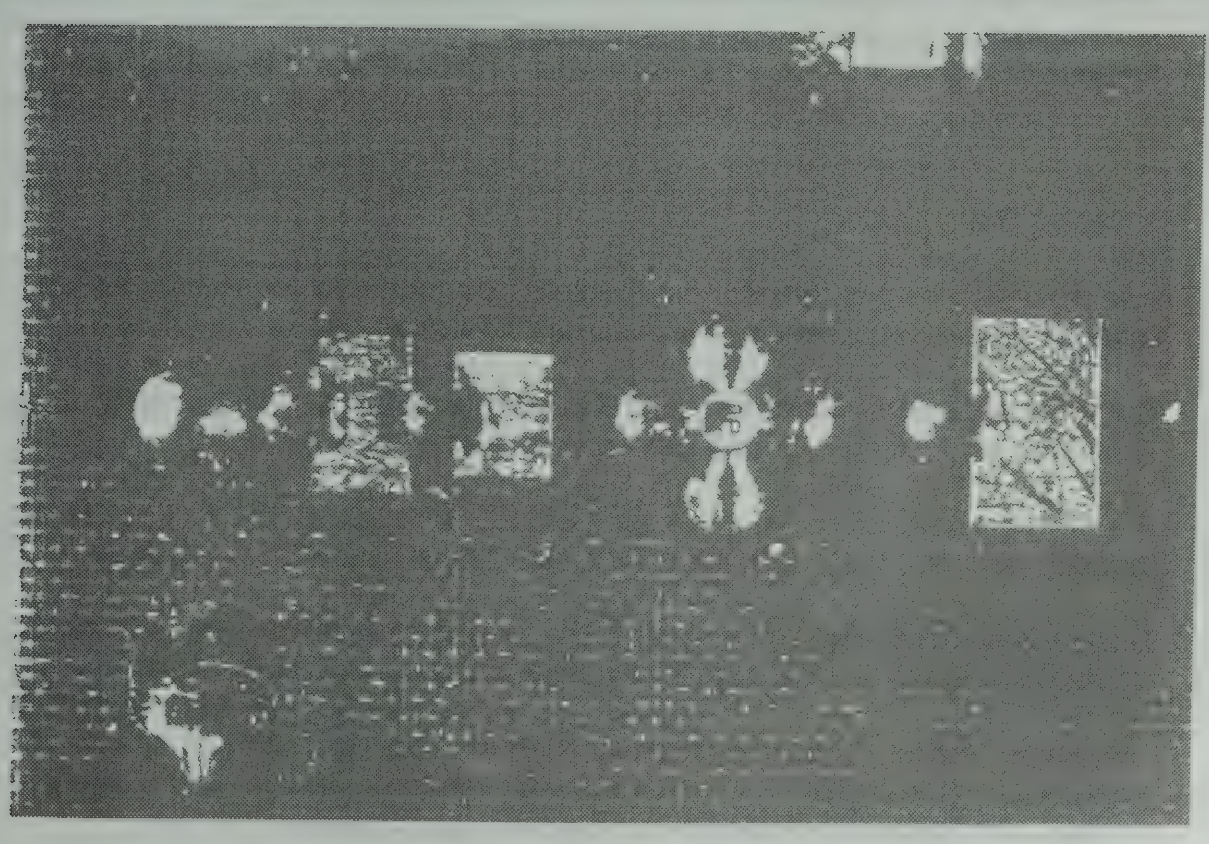
3. Leiterbahnseite mit Abgleichelementen



4. Resonatorfilter und Stromversorgung



5. 1. Dopplerstufe 2.5 → 5 GHz



6. 2. Dopplerstufe 5 → 10 GHz

Dipl.-Ing.
Erich H. Franke
DK6II
Lenaustraße 20
D-7535 Königsbach-Stein 2

Der Weg zu Packet Radio (2)

Skriptum zum Vortrag anläßlich der
36. UKW-Tagung in Weinheim

Königsbach-Stein, im August 1991

1 Einführung

Als Betriebsart ist Packet Radio, wie keine andere der im Amateurfunk eingeführten Betriebsarten permanenten Fortentwicklungen unterworfen. Diese sind in hohem Maße bedingt durch den Trend zur - inzwischen praktisch weltweiten - Vernetzung.

Wir wollen uns heute mit dieser aktuellen Entwicklung beschäftigen.

2 Packet Radio Update

Wie sicherlich bereits bekannt, ist Packet Radio eine digitale Betriebsart zur Übertragung von Texten, Daten und digitalisierten Bildern.

Somit ist eigentlich bereits klar, daß in einer Packet Radio-Station (fast) immer ein Computer als Datenquelle bzw. Bediengerät zu finden ist.

Auf der Funkgeräteseite wird, je nach Betriebsweise, ein UHF-, VHF- oder Kurzwellengerät benutzt.

Dazwischen geschaltet ist, meistens, ein sogenannter TNC (engl. Terminal Node Controller) der die Daten- und Signalaufbereitung durchführt.

Der Name Packet Radio kommt daher, daß die vom Datenendgerät, also z.B. dem Computer, kommenden Daten in 'Pakete' verpackt werden und zusammen mit Adress- und Steuerinformationen zur Gegenstelle übertragen werden.

Dort werden sie geprüft und, wenn sie korrekt angekommen sind, durch eine Quittungssendung bestätigt.

Vor der eigentlichen Informationsübertragung muß eine (logische) Verbindung zu der gewünschten Gegenstelle aufgebaut werden (Connect). Dies erfolgt dadurch, daß die rufende Station einen Verbindungswunsch aussendet (Connect Request), der, falls dies möglich ist, von der gerufenen Station bestätigt wird.

Der Verbindungsaufbau, die Datensendungen und die Quittungen werden in einer fest vorgegebenen Art und Weise ausgetauscht. Man nennt diese Vorgabe auch 'Protokoll'. Das im Amateurfunk weltweit benutzte Protokoll nennt sich AX.25, da es sehr stark dem CCITT X.25-Protokoll /6/ für die Datenkommunikation angepaßt ist. Die wichtigste Ausnahme ist das sogenannte Adressfeld, das für Amateurzwecke so erweitert wurde, daß es vollständige Amateurfunk-Rufzeichen aufnehmen kann. Wir werden darüber noch später zu sprechen kommen.

Näheres zum Datenaustausch kann den Literaturstellen /1/, /2/ und /3/, sowie den dort genannten weiterführenden Literaturstellen entnommen werden.

3 Aufbau moderner Packet Radio Stationen

Der Aufwand zum Betrieb ist an den einzelnen Amateurfunk-Stationen eigentlich recht gering, wenn man einmal davon ausgeht, daß ein geeigneter Computer bereits zur Verfügung steht. War dies im Jahre 1985 noch nicht gegeben /7/, so stellen Computer in heutigen Amateurfunkstellen keine Seltenheit mehr dar.

Somit bieten sich dem Anwender folgende Alternativen:

- Klassische Packet Radio-Station mit TNC

  Hier wird ein spezifisch für Packet Radio entwickelter "Terminal Node Controller" (TNC) /8/ zwischen Funkgerät und Computer eingefügt.
  Dies ist (1991 noch) die häufigste Variante. Es gibt TNC als lizenzierte und unlizenzierte Nachbauten des amerikanischen Originals.

- Multimode-Controller mit Packet Radio-Funktion

  Entspricht in etwa dem externen TNC. Die Soft- und Hardwarefunktionen des TNC werden durch einen kommerziellen Multimode-Controller für AMTOR, RTTY, CW etc.) mit wahrgenommen.

■ Integrierte Softwarelösung

Für Rechner wie C64 (DIGICOM) und PC (BAYCOM) gibt es sehr hübsch funktionierende Softwarelösungen für den PR-Betrieb. Zwischen Rechner und Funkgerät muß nur noch ein einfaches, preisgünstiges Modem geschaltet werden.

Zu TNC gibt es auf dem Markt sowohl Fertiggeräte als auch Bausätze unterschiedlichster Qualität. Der Zusammenbau stellt dabei lediglich handwerkliche Ansprüche, da die Geräte firmwaremäßig fast immer gleich bestückt sind.

Auch für die Modems, die zu den 'reinen' Softwarelösungen à la BAYCOM und DIGICOM notwendig sind, gibt es genügend viele Bauvorschläge und Bausätze.

Der 'echte' Selbstbau und die Selbstprogrammierung von Packet-Radio Software spielt im Amateurfunk auf Grund der technische Komplexität kaum eine Rolle.

Die Funkgeräteseite stellt ebenfalls keine besonderen Ansprüche an die technischen Fähigkeiten des an Packet Radio Interessierten. Heute sind vor allem folgende Betriebsmöglichkeiten geboten:

■ PR-Betrieb über Netzwerke

Häufigster Betriebsfall. Der Anwender benötigt ein 70cm-(UHF-)Funkgerät für FM-Betrieb, möglichst mit Relais-Ablagemöglichkeit (siehe unten). Ein schneller Squelch sowie eine schnelle Sende-/Empfangsumschaltung sind sehr hilfreich. Außerhalb von Ballungsgebieten bzw. in geographisch ungünstigen Regionen wird zudem eine Richtantenne benötigt. Diese kann - Amateur-unüblich - fest ausgerichtet sein und zum nächstbesten Einstiegs-Digipeater zeigen. Wir kommen darauf noch eingehend zu sprechen.

■ PR-Betrieb über Kurzwelle

Man benötigt hierzu ein SSB-taugliches Kurzwellengerät. Die Seitenbandlage ist dabei gleichgültig(!), das Gerät sollte über eine schnelle Sende-/Empfangsumschaltung verfügen.

■ VHF-Punkt-zu-Punkt-Betrieb

Es mag ketzerisch erscheinen, jedoch gegenüber dem Betrieb über Netzwerke ist der Direktbetrieb im 2m-(VHF-)Band sehr gering geworden. Zum Betrieb benötigt man ein einfaches 2m-FM-Simplex-Funkgerät.

■ Satelliten-Betrieb

Je nach benutztem Satelliten ist der Transponder- bzw. Direktbetrieb möglich. Die Stationsausstattung muß jedoch spezifisch angepaßt werden (Digitales PSK-Modem für RUDAK etc.)

Kommen wir abschließend noch zum Datenendgerät. Wie bereits gesagt finden wir in Packet Radio-Stationen mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit den einen oder anderen Computer als Datenendgerät.

'Echte' Datensichtgeräte oder gar Fernschreiber sind nur noch sehr selten zu finden.

Zu praktisch allen Rechnern gibt es Terminal-Programme mehr oder minder hoher Qualität, sowohl als kommerzielle Produkte oder als Shareware oder Public-Domain-Programme. Manche Computerhersteller bauen einfache Terminal-Emulationen gleich mit ein oder liefern sie zum Betriebssystem gleich mit (z.B. ATARI).

Nicht alle Terminal-Programme sind gleich gut geeignet. Folgende Funktionen werden für den Packet-Radio-Betrieb benötigt:

- Drucken während des Empfangs
- Speichern während des Empfanges auf Dateien
- Senden von Texten aus Dateien

Hilfreich sind weiterhin folgende Sonderfunktionen, die von kommerziellen Terminal-Emulationen nur selten geliefert werden:

- Abbruch automatischer Sendungen bei DCD-inaktiv (Connect-Verlust)
- Scroll-Back letztgemachter Eingaben (Eingabe-Wiederholung)
- Abschaltbare Terminal-Emulation (Steuerzeichen-Unterdrückung)
- Automatischer Wort- und Zeilenumbruch bei Sendung und Empfang

4 Packet Radio Betriebstechnik

Wir haben bereits gehört, daß sich die Betriebstechnik in Packet Radio seit den Anfängen in 1980 stark gewandelt hat.

Stand bis ca. 1985 der Punkt-zu-Punkt-Betrieb und der Betrieb über die in die TNC-Software fest eingebaute Digipeater-Funktion[1] im Vordergrund /7/, so wird heute, d.h. 1991, der Betrieb vorwiegend über Netzwerke abgewickelt. Hieraus ergeben sich für die Praxis z.T. erhebliche Unterschiede.

---

[1] Digipeater: Kunstwort aus engl. Digital Repeater

Wir haben gesehen, daß vor der Datenübertragung eine logische Verbindung zu einem Partner aufgebaut werden muß. Zu diesem Zweck wird ein Datentelegramm ausgesendet, das einen Verbindungswunsch (SABM) sowie als Adresse das Rufzeichen der Zielstation enthält.

In der Anfangszeit von Packet Radio wurde vorwiegend auf VHF (2m, 144.625 MHz) gearbeitet. Echter Weitverkehr nur dadurch möglich, daß man eine andere Station als Digitale Relaisstelle (Digipeater) benutzte. Dies funktionierte folgendermaßen.

Gegeben seien drei Packet-Radio-Stationen, nämlich DF6IV in Pforzheim, DD0KG in Mannheim und DL2FCQ in Frankfurt. Dabei kann DD0KG sowohl DF6IV als auch DL2FCQ arbeiten, letzterer hört DF6IV jedoch nicht.

DF6IV will nun eine Verbindung zu DL2FCQ herstellen:

MYCALL DF6IV
CONNECT DL2FCQ **VIA** DD0KG

Mit dem Wissen über die Topologie dieser einfachen Verbindung benutzt DF6IV die Station DD0KG als Gleichkanal-Relais. Dieser speichert alle Datenpakete und sendet sie auf der gleichen Frequenz wieder aus.

Sofern die Frequenz vollständig frei ist, klappt das sehr gut. Rein theoretisch könnte man bis zu acht VIA-Rufzeichen eingeben, d.h. über bis zu acht Digipeater arbeiten, wie schon gesagt, rein theoretisch.

Praktisch gesehen funktioniert, wie man sich leicht vorstellen kann, die Übertragung über mehrere solcher 'wilden'[2] Digipeater unter realen Bedingungen nicht zuverlässig:

- Alle "Digipeater" müssen permanent und zuverlässig arbeiten
- Die "Digipeater" und die Teilnehmer arbeiten alle auf der gleichen Frequenz. Diese wird zudem noch von anderen Stationen als QSO-Frequenz benutzt. Diese QSO 'stören' die Verbindung (Link) zwischen den Digipeatern.
- Die Digipeater arbeiten wie die Endteilnehmer nur mit einer Funkbitrate von 1200 Bit/sec.
- Alle Pakete werden End-zu-End-bestätigt. Hierdurch wird die über-alles-Übertragungswahrscheinlichkeit stark reduziert.
- Kein Schutz gegen Kollisionen von Paketen der Endteilnehmer

---

[2] Der Begriff 'wild' stellt keine Wertung dar. Er soll die hier beschriebenen TNC-Digipeater von den 'festen' Interlink-Digipeatern unterscheiden helfen.

All diese Punkte, vornehmlich aber die hohe Kanalbelastung machte rasch deutlich, daß Einkanal-Verbindungen über 'wilde' Digipeater keine Lösung für ein sicher funktionierendes Paket-Radio-System darstellte.

Als Lösung wurden an verschiedenen Stellen Versuche mit Netzwerken gemacht. Die RMPRG in Frankfurt, insbesondere DK7WJ und DF4OR entwickelten FLEXNET, basierend auf einer spezifischen Hardware, genannt RMNC (Rhein-Main Net Controller). Weitere Netzwerk-Versuchssysteme waren Nord><link und SEPRAN /4/.

Alle Ansätze hatten folgendes gemeinsames Ziel:

- Einrichten fest installierter Digipeater mit einem sog. Benutzerzugang
- Verbindung der Digipeater untereinander auf einer vom Benutzerzugang getrennten Frequenz
- Transparente Benutzung des Netzwerkes
- Gutes Lastverhalten, geringe Kollisionswahrscheinlichkeit

Im letzteren Punkt ist das Hauptanliegen versteckt, nämlich einer großen Anzahl von Benutzer den Betrieb über das Netzwerk zu ermöglichen, ohne daß ihre Pakete miteinander kollidieren.

Von einer Kollision spricht man, wenn gleichzeitig zwei oder mehrere Stationen, die sich gegenseitig nicht hören, auf dem Benutzerzugang ein Datenpaket an den Digipeater senden.

Was hat es damit auf sich? Wir wollen diese Frage an Hand des in DL weit verbreiteten FLEXNET und dem in DL weitgehend eingeführten Frequenzschema beantworten.

Das Netzwerk besteht zunächst einmal aus einer Reihe von Knoten, also 'festen' Digipeatern, die untereinander über Richtfunkstrecken, zumeist im 23-cm-Band miteinander verknüpft sind. Diese Strecken dienen als sogenannte Interlinks und dürfen von Benutzern oder anderen Stationen nicht zu QSO-Zwecken benutzt werden. Als Transceiver sind handelsübliche 23-cm-Funkgeräte nicht geeignet, da schließlich eine möglichst hohe Funkbitrate auf den Links angestrebt wird um so den Durchsatz zu erhöhen. Es finden meistens spezifisch dafür entwickelte Geräte (z.B. Link-Transceiver von DF6IC) Verwendung. Die Interlink-Strecken sind räumlich und frequenzmäßig so entkoppelt, daß wir hier von echten Punkt-zu-Punkt-Verbindungen sprechen können.

Die Knoten-Digipeater können (müssen nicht unbedingt) mit sogenannten Benutzerzugängen ausgestattet sein. Die Zugangsfrequenzen liegen (meistens) im 70cm-Band, also klar getrennt von den Interlinks.

Als Benutzerzugang können handelsübliche UHF-Funkgeräte verwendet werden. Besser geeignet sind jedoch echte Vollduplex-Funkgeräte. Warum?

Um dies zu erklären, müssen wir uns nochmal einem Beispiel mit drei Stationen DF6IV, DB0IE und DL2FCQ zuwenden. DB0IE sei hier ein 'fester' Digipeater, zum Beispiel mit Zugang zum Netz.
DF6IV und DL2FCQ hören zwar den Digipeater, gegenseitig jedoch nicht.

Da sich die beiden 'Benutzer' DF6IV und DL2FCQ zwar den Digipeater DB0IE, sich gegenseitig jedoch nicht hören, würden zwar Kollisionen zu Sendungen des Digipeaters vermieden. Da die Benutzer-TNC jedoch asynchron zueinander senden, würden Datensendungen jedoch miteinander kollidieren.

Die Lösung hierzu sind sogenannte Vollduplex-Digipeater. Diese belegen, ähnlich wie ein FM-Sprachrelais, zwei getrennte Kanäle, die den Standard-Shift-Abstand voneinander besitzen. Der Sender des Relais strahlt alle auf der Eingabefrequenz empfangenen Daten gleichzeitig wieder ab. Hierdurch werden alle TNC, die den Digipeater hören, 'ruhig gestellt'. Kollisionen werden somit sicher vermieden. Die ausgesendeten Daten sind dabei unerheblich, wichtig ist einzig und alleine die Frequenzbelegung. Es genügt beispielsweise, daß der Digipeater-Sender während jedem Empfang Flags aussendet.

Für Benutzer eines Vollduplex-Digipeaters sind folgende Punkte wichtig:

- Funkgerät auf Relaisbetrieb (7.6 MHz Shift) schalten
- nach Möglichkeit eine 'digitale Rauschsperre' benutzen
- den TNC **NICHT** auf FULLDUPLEX schalten (Das ist 'was anderes)

Die Frequenzen der Benutzerzugänge für die Digipeater können diversen Unterlagen entnommen werden /10/.

Insgesamt befinden sich Digipeater-Benutzerzugänge in folgenden Bereichen:

Duplex

Kanal	Frequenzen	
R56	430.700	438.300
R57	430.725	438.325
R58	430.750	438.350
R59	430.775	438.375
R60	430.800	438.400
R61	430.825	438.425
R62	430.850	438.450
R63	430.875	438.475
R64	430.900	438.500
R65	430.925	438.525

Simplex

Kanal	Frequenz
S52	430.600
S53	430.625
S54	430.650
S55	430.675
	438.025
	438.050
	438.075
	438.100
	438.125
	438.150
	438.175

Auf 2m stehen Frequenzen im Bereich 144.625 bis 144.675 zur Verfügung. In einzelnen Bereichen gibt es auch Benutzerzugänge auf diesen Frequenzen.

Auf Kurzwelle werden derzeit Frequenzen im RTTY-Bereich für PR-Betrieb benutzt. Gerade auf den überfüllten Kurzwellenbändern ist gegenseitige Rücksichtnahme oberstes Gebot.

Die Interlinkstrecken arbeiten gewöhnlich im Bereich 1240 MHz bis 1241 MHz (bzw. 1299 MHz bis 1300 MHz, 59 MHz Shift). Auf den Interlinkstrecken sollte keinerlei Betrieb gemacht werden, um den laufenden Verkehr nicht zu stören.

Ein Hauptvorteil des Netzwerks mit 'festen' Digipeatern ist die automatische Wegesuche zum gewünschten QSO-Partner. Im Gegensatz zum früheren Digipeating über explizit benannte Knoten genügt bei der moderneren Netzwerk-Software die Angabe des Endknotens auch für eine längere Verbindung.

Ein Verbindungswunsch eines Benutzers, der sich im Bereich des Digipeaters DB0EQ (Brackenheim) aufhält und eine Verbindung zu DL6TU wünscht, der DB0KT (Vogelsberg) hört, könnte wie folgt aussehen:

CONNECT DL6TU **VIA** DB0EQ,DB0KT

Dabei hören sich DB0EQ und DB0KT gegenseitig aufgrund der geographischen Lage nicht direkt. Das Netz insgesamt 'weiß' jedoch, wie eine Verbindung zwischen diesen beiden Digipeatern zu vermitteln[3] ist. Wie funktioniert das?

---

[3] engl. routing

Eigentlich ganz einfach! Alle Digipeater tauschen mit ihrem jeweiligen Nachbarn Prüfmeldungen aus, an Hand derer sie feststellen können, wie gut die Verbindung jeweils funktioniert. Sie brauchen dazu nur die Zeit zu messen, die für die Übertragung notwendig war. Ist die Verbindungsstrecke[4] gestört oder überlastet, so wird für Bestätigung und Wiederholung mehr Zeit benötigt als bei ungestörten Links. Die Zeit ist somit ein Maß für die Link-Qualität.

Die Verbindungsmöglichkeit zum unmittelbaren Nachbarknoten hat der Sysop[5] beim Einrichten des Knotens manuell eingestellt.

Jeder Knoten tauscht nun mit seinem Nachbarn die Qualitätsangabe für den jeweiligen Zielknoten aus.

Wenn ein Knoten eine Verbindung aufbaut, so wählt er jeweils die Strecke aus, die die geringste Zeit (und damit höchste Qualität) bietet.

Somit kann DB0EQ entscheiden, ob er o.g. Verbindungswunsch in Richtung DB0ID (Stuttgart) oder DB0IE (Karlsruhe) abwickelt. Nehmen wir für unser Beispiel den Weg nach DB0ID an, so gehts von dort weiter über DB0ODW nach DB0KT, oder, je nach Link-Qualität von DB0ID nach DB0DA und von dort nach 'KT. Benutzer können übrigens die jeweiligen Qualitätszahlen an ihrem Digipeater abrufen.

Noch etwas hat das Netz mit den 'festen' Digipeatern zu bieten. Das Stichwort heißt 'Hop-by-hop[6]'-Bestätigung.

Sie erinnern sich, im Beispiel mit den 'wilden' Digipeatern wurde ein Datenpaket durch die gesamte Kette geschickt und erst vom Endteilnehmer bestätigt. Die Bestätigung 'reiste' dann wieder über die gesamte Kette an den Ausgangspunkt zurück. Somit hatte die gesamte Digipeaterkette inklusive der Endteilnehmer nur insgesamt zehn Versuche, die durch den Wiederholungszähler[7] vorbestimmt war.

In Flexnet (Stand 1991) ist dies anders. Alle Datenpakete (d.h. <I>-Frames) werden dem Benutzer lokal von seinem Digipeater direkt bestätigt. Nach dieser Bestätigung steht es unter der Verantwortung des Netzes selbst. Eventuelle Wiederholungen (Retries) zählen nicht mehr für die Gesamtverbindung. Jeder Knoten auf dem Weg

---

4 engl. Link

5 Kunstwort für engl. System Operator, d.h. Systembediener

6 Jede Verbindung über ein Link wird anschaulich auch als Sprung (engl. Hop) bezeichnet.

7 engl. retry counter

bestätigt nun, Hop für Hop seinem jeweiligen Nachbarn den korrekten Empfang. Ebenso verfährt der Endknoten mit dem fernen Teilnehmer. Die Wahrscheinlichkeit für einen Verbindungsabbruch bei großen Strecken wird hierdurch minimiert.

Dies gilt jedoch nur für Pakete unter Kontrolle des Protokolls. Das Verhalten bei den UNPROTO-Frames, wie auch Verbindungsauf- und Abbau-Pakete wird zunächst nicht verbessert.

Deshalb ist es ein gutes Mittel, nicht die Verbindung zum Endteilnehmer direkt, sondern zunächst lokal seinen eigenen Digipeater zu 'connecten'. Meistens ist diese Verbindung gut, d.h. mit geringer Fehlerrate behaftet, so daß der Verbindungswunsch sicher verarbeitet wird.

Besteht eine Verbindung zum lokalen Digipeater, so besitzt dieser eine Reihe von Befehlen, darunter auch ein **CONNECT**-Befehl. Dieser ist - von der bereits bestehenden Verbindung aus gesehen - in ein normales Datenpaket (<I>-Frame) verpackt und unterliegt der Hop-to-Hop-Bestätigung. Einmal im Netz, kann man sich nun mittels dieses CONNECT-Befehls logisch mit dem Endknoten verbinden. Alle Übertragungen erfolgen dabei in <I>-Frames, also gesichert und dem Hop-by-Hop-Acknowledge unterworfen.

Am Endknoten angelangt benutzt man wieder das (dortige) CONNECT-Kommando, nun allerdings mit dem Rufzeichen des Zielteilnehmers. Der Knoten 'weiß' aus seiner Digipeaterliste, daß das Rufzeichen keinem angemeldeten Digipeater im Netz gehört und schickt es folgedessen den Verbindungswunsch auf dem Benutzerausgang hinaus.

Kann der Zielteilnehmer angesprochen werden, so meldet sich dessen TNC. Die Verbindung ist aufgebaut. Kann die Verbindung nicht hergestellt werden, so läuft im fernen Digipeater der Wiederholungszähler ab. Die Verbindung fällt wieder eine Stufe zurück.

Dasselbe geschieht beim Ausfall einer der Interlinkstrecken. Auch in diesem Fall wird zum letzten noch erreichbaren Knoten zurückverbunden.

Das Verfahren des stufenweisen 'Connects' ist im übrigen auch angenehm nervenschonend. Beim Direkten Connect kennt man zu keinem Zeitpunkt den Verbindungsstatus und weiß beispielsweise nach einem Fehlversuch nicht, ob der Verbindungswusch an einer der Interlink-Strecken oder am fernen Benutzerausgang gescheitert ist.

Beim stufenweisen 'connecten' kann man zumindest sicherstellen, daß die Verbindung bis zum Ziel-Digipeater klappt.

5 Literatur

/1/ Fox, Terry L., WB4JFI "AX.25 Amateur Packet Radio Link Layer Protocol, Version 2.0"; ARRL, Oct. 1984

/2/ Friedrich, K.D., DL2FCQ "Das AX.25-Protokoll"; Skriptum zum PR-Treffen der RMNC, Frankfurt, Okt. 1990

/3/ Franke, Erich H., DK6II "Der Weg zu Packet Radio (Teil 1)"; Skriptum der 34. UKW-Tagung, Weinheim; August 1989

/4/ SWISS-ARTG "PACKET RADIO, Handbuch für den praktischen Einsatz"; Swiss Amateur Radio Teleprint Group, 1991; ISBN 3-926710-13-6; In DL: Vlg. AFUSOFT

/5/ DARC "Packet Radio Handbuch"; DARC-Verlag

/6/ CCITT "Interface between Data Terminal Equipment and Data Circuit Terminating Equipment for terminals operating the Packet Mode in Public Data Networks"; Recommendation X.25; Genf 1976

/7/ Franke, Erich H., DK6II "PACKET RADIO, Theorie und Praxis im Amateurfunk"; Skriptum der Vorträge der 30. UKW-Tagung, Weinheim, 1985

/8/ TAPR "Packet Radio Terminal Node Controller", System Manual 11/83; Tuscon Amateur Packet Radio Group (TAPR); Tuscon AZ, USA

/9/ Grubbs, Jim, K9EI "Get *** CONNECTED to Packet Radio"; Sky Publishing; ISBN 0-931387-22-1

/10/ Diehl, K.H. DD8FN Karte der Digipeater in DL

Wolfgang Günther
DF 4 UW

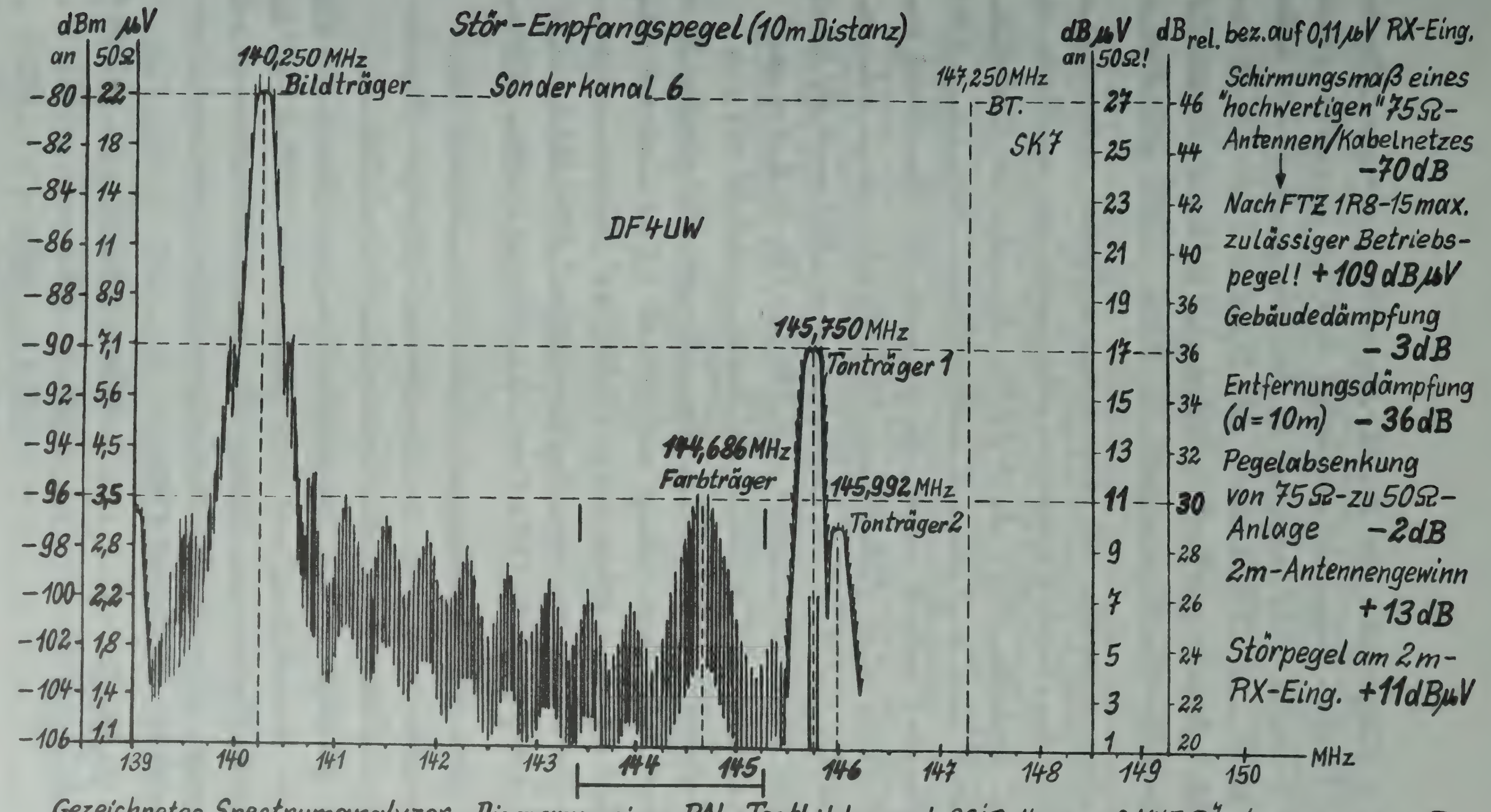
Störnebel von BK-Verteilnetzen

Wolfgang Günther, DF4UW, Maximilianstraße 77, D 7570 Baden-Baden

Der physikalische Nachteil von Breitband-Kommunikations-Verteilung über Koaxkabelnetze liegt in der Gleichfrequenz-Nutzung mit kommerziellen Funkdiensten in bisherigen Teilbereichen zwischen 111 bis 300 MHz. In Zukunft ev. von 4 bis 1750 MHz? Dazwischen sind fast alle gebräuchlichen Radioamateur-Bänder. Durch die Störstrahlungen der Koaxkabel, Anschlußdosen, Gerätekabel und Empfängereingänge auf allen genützten Sonderkanälen werden die da betriebenen kommerziellen Empfänger um so mehr gestört, je geringer die lokale Entfernung ist. In besonders enger Nachbarschaft sind meist Radioamateur-Stationen!
Koaxsysteme werden schon lange als Hochfrequenz-Strahler genützt, wie Rohrschlitzantennen oder geschlitzte, lange, Koaxkabel in Eisenbahn- und Autostraßen-Tunneln zur Hörfunk- und/oder Sprechfunk-Versorgung. Je nach Schirmungsdämpfung strahlen die alten, einfach- bzw. schlecht-geschirmten, Kabel 35 bis 45 dB weniger, während die neuen, doppeltgeschirmten Kabel (mit Folienbeilage) bei fachmännischer Installation in der Hausverteilung 70 bis 75 dB haben sollen. Bei üblichen 109 dB µV auf Stammleitungen fehlen also 34 bis 39 dB Abstrahlungsdämpfung bei neuen BK-Anlagen, wenn 0 dB µV, also 1 µV, störende Reststrahlung zugelassen wird? Oft werden aber die alten Hausverkabelungen vorschriftenwidrig, illegalerweise, weiter genützt und es fehlen 64 bis 74 dB Schirmungsdämpfung, d.h. es bleiben 1544 bis 4870 µV am 75 Ω-Kabelmantel an Störstrahlung!
Die vom Nachbarhaus bis zum Radioamateur vorhandene Freiraumdämpfung (Abnahme der Strahlungsleistung quadratisch zur Entfernung) wird sende- und empfangsmäßig durch 10 bis 16 dB Gewinn der üblichen, drehbaren, Richtantennen teilweise wieder kompensiert,

sodaß am 50 Ω-Eingang des 2m-Empfängers bei Belegüng des Sonderkanals 6 von einem hochwertigen BK-Netz etwa die im Diagramm gezeichneten Störpegel auftreten. Sind noch alte Kabelstränge einer früheren, terrestrischen, Antennenanlage im Haus oder alte, einfach-geschirmte, Geräteanschlußkabel werden die Störpegel bei 110 µV (statt 3,5 µV), also 30 dB höher, liegen. Gute VHF-Empfänger ermöglichen SSB-DX mit nür 0,1 bis 0,15 µV am Antenneneingang, sodaß mit bis zu 60 dB höheren Störspektren bloß noch der Ausschalter bleibt; mit 30 dB höheren Störsignalen, üm die 3,5 µV, ist bloß noch lokaler Orts- oder FM-Relaisbetrieb aber auch kein SSB-DX bzw. Contest-Betrieb mehr möglich! Zümal die störenden, amplituden-modulierten "Lattenzäune" zwischen 144,0 bis 145,5 MHz folgende <u>Spektrallinien dichtgedrängt</u> enthalten:

nach CCIR-Norm reicht das obere Seitenband vom 140,250 MHz Bildträger bis 145,250 MHz bei 5 MHz-Videobandbreite, dicht belagert mit der Zeilenfrequenz 15,625 kHz (25·625 Hz), die 320 mal aneinandergereihte, harmonische, Unterträger bildet, welche selbst wieder mit 25 Hz Bildfrequenz, 50 Hz Halbbildfrequenz ünd der Bildpünkt-Helligkeitssteuerüng amplitudenmoduliert sind. Dazwischen kommt noch das Störspektrüm des 144,686 MHz-Farbträgers, das bei Modulationsbandbreiten der Farbinformationen von 1,3 MHz nach ünten ünd 0,56 MHz nach oben (begrenzt durch Filter im TV-Sender) auf der Videoebene von 3,13 bis 5,0 MHz bzw. auf der HF-Ebene von 143,380 bis 145,250 MHz reicht. Um Intermodulationen zwischen den Helligkeitssignalen des BTs ünd Farbsignalen des FTs möglichst klein zu halten, wurde die FT-Frequenz mit 4,43361875 MHz so gewählt, daß der amplitudenmodulierte Farb-Lattenzaün genau zwischen die Zeilenfrequenzen aller 15625 Hz fällt, sodaß im 2m-Band aller 7,81 kHz wechselnd, stark-verbrümmte, Störträger ünterschiedlicher Eigenbandbreite auftreten!



Gezeichnetes Spectrumanalyzer-Diagramm eines PAL-Testbildes nach CCIR-Norm auf VHF-Bändern, als strahlendes **Störsignalesprectrum einer BK-Anlage** im 2m-Radioamateur-Exclusivband!

000073 **2.a**

Zeichnung, Fotographie oder Druck-Darstellung der modulierten 15,6 bzw. 7,8 kHz-Träger ist natürlich bei 7 MHz Gesamtbandbreite auf der X-Achse nicht möglich. Zu beachten auch die 2 dB höheren dBµV-Werte und 22% höheren µV-Pegel in 75Ω-BK-Netzen gegenüber kommerziellen 50Ω-Anlagen, während die Absolutwerte der dBm-Leistungsangaben in beiden Fällen gleich sind.

Ebenso störend wirken die frequenzmodulierten, entsprechend der zahlreichen Niederfrequenzen der Tonträger auftretenden, Spektren zwischen 145,5 bis 146,0 MHz besonders bei Satelliten-Funkbetrieb und auf dem u.U. unbrauchbaren Relaiskanal R6. Der Tonträger 1 enthält außer der gesamten NF-Bandbreite von 30 bis 15.000 Hz einen Pilotträger 54,6875 kHz, der im starren Phasenbezug zur 15,625 kHz Zeilenfrequenz steht und bei Stereo-Betrieb der beiden Tonsender mit 274,1 Hz ($\frac{1}{57}$ Zeilenfrequenz) intermoduliert wird, während bei Zweiton-Betrieb 117,5 Hz ($\frac{1}{133}$ Zeilenfrequenz) als Funktionskennung genützt werden. Es ist klar, daß Satellitenempfang mit 0,15 bis 1,5 µV mehr oder weniger unmöglich ist, wenn gleichzeitig 1,5 bis 5 µV Störspannungen aus der Nachbarschaft von "vorschriftsmäßigen" BK-Netzen auftauchen (oder gar 48 bis 160 µV von unzulässigen alten Netzen).

Geradezu katastrophal, wenn kommerzielle oder Radioamateur-Stationen in Nachbarschaft obiger Hausverteilnetze auf den genützten Sonderkanälen zustehenden, legalen, Gleichfrequenz-Sendebetrieb machen. Bereits eine 10 Watt-Station an einer Antenne mit 13 dB Gewinn, also 200 Watt ERP bzw. Strahlungsleistung (oder eine 200 Watt-Linearendstufe an einem simplen Dipol) erzeugen folgende Feldstärken gerichtet (oder rundum) in der Nachbarschaft: P=200 Watt ERP!

$$E\left(\frac{mV}{m}\right) = \frac{7\cdot\sqrt{P(W)}}{d\ (km)}$$

d	E	Erel.
0,02 km	4950 $\frac{mV}{m}$	134 dB$\frac{\mu V}{m}$
0,05 "	1980 "	126 "
0,10 "	990 "	120 "
0,20 "	495 "	114 "

Während die Freiraumfeldstärke in 200m bis 20m Entfernung von der Sendeantenne knapp $0{,}5\frac{V}{m}$ bis $5\frac{V}{m}$ beträgt, was umgerechnet relativ $114\,dB\frac{\mu V}{m}$ bis $134\,dB\frac{\mu V}{m}$ bedeutet, liegen die auf das benachbarte BK-Netz induzierten Spannungen je nach Polarisation der Kabel (senkrechte, waagerechte, schräge, Verlegung) und des Senders (vertikal, horizontal, zirkular) stückweise Ø bis 2Ø dB niedriger. – Trägt die Bausubstanz, wie Stahlbeton mit Flachdach, **nicht** beträchtlich zur Hochfrequenzfeld-Dämpfung bei, indem die alten 60Ω- oder neuen 75Ω-Koaxkabel in einem Holzbalkenspeicher hinter dünner Abdeckung verlegt sind, so können die störenden Beeinflussungen von dem **200 Watt ERP**-Sender durchaus vom leichten Moirè bis zum Totalausfall des Bildes führen, je nach Entfernungs-, Gebäude- und BK-Kabel-Dämpfung:

Entfernung d	Gebäudedämpfung Holzgiebeldach & dünne Abdeckung (−3dB)	Fachwerkbau o. Hohlblockwände (−10dB)	Stahlbeton-Mauern & Decken (−20dB)
20m (−42dB)	(47/77) 13/−17	(40/70) 20/−10	(30/60) 30/0
50m (−50dB)	(39/69) 21/−9	(32/62) 28/−2	(22/52) 38/8
100m (−56dB)	(33/63) 27/−3	(26/56) 34/4	(16/46) 44/14
200m (−62dB)	(27/57) 33/3	(20/50) 40/10	(10/40) 50/20

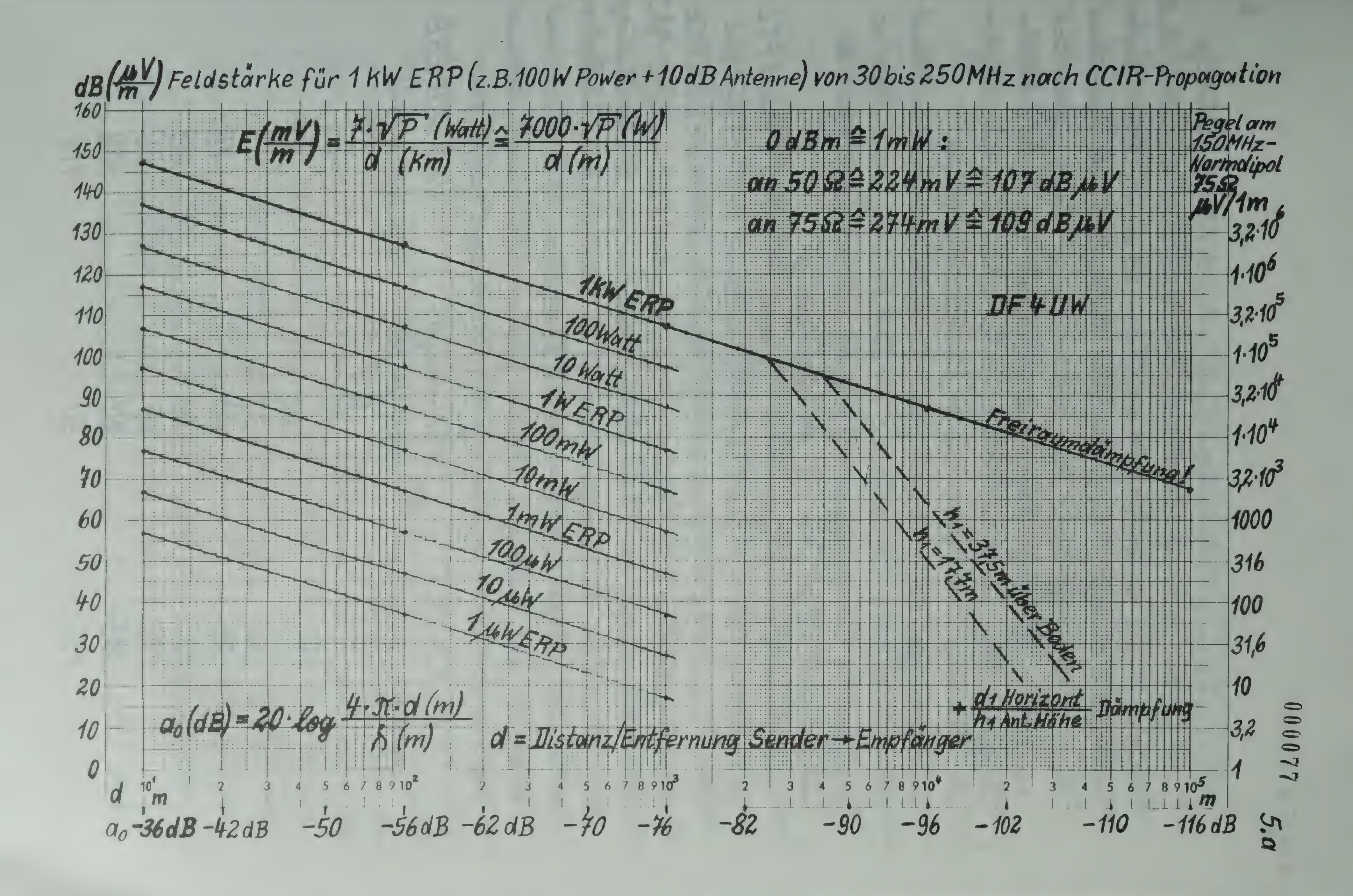
Das Freiraumdämpfungsmaß a_0 errechnet sich aus der Entfernung d und der Frequenz (145MHz) bzw. Wellenlänge ($\lambda = 2{,}07m$) nach der Formel:

$$a_0\,(dB) = 20 \cdot \log \frac{4 \cdot \pi \cdot d\,(m)}{\lambda\,(m)}$$

Obige 200 Watt eff. entsprechen 53dBm oder **162 dBµV** in einer 75Ω-Anlage als Bezugswert für die Tabelle, in der die Klammerwerte die dBµV der störenden Beeinflussung bei jeweils −70dB und −40dB Schirmungsmaß der BK-Anlage sind, während die außerhalb der Klammern stehenden Zahlen die **dB-Störabstände** bezogen auf **60 dBµV TV-Nutzpegel** (ca. 54 dB Rauschabstand) sind!

Für höchste Bildqualität werden 60 dB Störabstand nötig, 50 dB zählen noch als hoch, gut und störungsfrei, während ab 40 dB Rauschen, Streifen, Moiré erkennbar werden und ab 30 dB ("Notempfang") abwärts das Bild unbrauchbar wird; unter 20 dB treten störende Beeinflussungen der Synchronisation der amplitudenmodulierten TV-Signale und des frequenzmodulierten Tones auf bis zum Totalausfall des Bildes unter 15 dB. Demnach kann bei einer 200 Watt ERP-Normalstation erst ab 63 m/2000 m Entfernung mit **40 dB Störabstand**, also gerade noch akzeptablen Bildempfang, eines BK-Verteilnetzes mit -70 dB/-40 dB Schirmungsdämpfung innerhalb eines Stahlbeton-Gebäudes (-20 dB) gerechnet werden. Liegt nur halbe Strahlungs-Leistungsdämpfung (-3 dB) des Gebäudes vor, wenn die Signalverteilung vom zentralen Speisepunkt im Holzgiebeldach eines großen Mietshauses zu den zahlreichen Wohnungen führt, dann ist erst in 448 m/14,2 km! Entfernung des 200 Watt ERP-Senders mit 40 dB Störabstand bzw. akzeptabler störender Beeinflussung zu rechnen. In bloß 20 m Abstand d müßte die ERP-Sendeleistung um 27 dB/57 dB gedrosselt werden, was 0,4 Watt ERP für die neue BK-Anlage mit -70 dB Schirmungsmaß oder nur 0,0004 Watt gleich **0,4 mW ERP** (oder 200 Watt ERP in 14,2 km Entfernung) für ein altes 60 Ω-Verteilnetz mit bloß -40 dB Schirmungsdämpfung bedeuten würde.

All diese Betrachtungen führen zu dem Schluß, daß BK-Anlagen selbst mit 70 dB Schirmdämpfung in der sog. "Netzebene 4" verboten sein müßten und auch dort **mindestens 100 dB**, besser 120 dB, vom Erdkabelanschluß der Netzebene 3 bis zum Hörfunk/Fernseh-Empfänger über alle Verteiler, Kabel, Dosen, Anschlüsse, durchgehend einzuhalten wäre. Da dies, offensichtlich aus Kostengründen, nicht konsequent durchgeführt wird, bestätigt sich die Vorhersage vom Beginn der 80er Jahre doppelt: Koaxkabel-BK-



dB(µV/m) Feldstärke für 1 KW ERP (z.B. 100 W Power + 10 dB Antenne) von 30 bis 250 MHz nach CCIR-Propagation
E(mV/m) = 7·√P (Watt) / d (km) ≙ 7000·√P (W) / d (m)
0 dBm ≙ 1 mW :
an 50 Ω ≙ 224 mV ≙ 107 dB µV
an 75 Ω ≙ 274 mV ≙ 109 dB µV
DF 4 UW
1 KW ERP
100 Watt
10 Watt
1 W ERP
100 mW
10 mW
1 mW ERP
100 µW
10 µW
1 µW ERP
Freiraumdämpfung!
h1 = 37,5 m über Boden
h1 = 17,7 m
+ d1 Horizont / h1 Ant. Höhe Dämpfung
a0(dB) = 20·log 4·π·d (m) / λ (m)
d = Distanz/Entfernung Sender → Empfänger
Pegel am 150 MHz-Normdipol 75 Ω µV/1m
3,2·10⁶
1·10⁶
3,2·10⁵
1·10⁵
3,2·10⁴
1·10⁴
3,2·10³
1000
316
100
31,6
10
3,2
1
160
150
140
130
120
110
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
d m
10¹
2 3 4 5 6 7 8 9 10²
2 3 4 5 6 7 8 9 10³
2 3 4 5 6 7 8 9 10⁴
2 3 4 5 6 7 8 9 10⁵
m
a0 -36 dB -42 dB -50 -56 dB -62 dB -70 -76 -82 -90 -96 -102 -110 -116 dB
000077
5.a

Netze sind in störstrahlungsmäßig akzeptabler Ausführung unbezahlbar teuer, wirschaftlich unrentabel, und bei Aufbau heute schon technisch prinzipiell veraltet! Damals wurde bereits informiert, die einzige Chance aus dem Dilemma zu geringer Bandbreite, also mangelnder Kanalzahl, und unverantwortlich niedriger Schirmungsdämfung, gegenüber den kommerziellen Funkdiensten im Gleichfrequenzbetrieb, zu kommen, liegt in der Nutzung zukünftssicherer Lichtleitersysteme.

Die bisherigen DBP-Vorschriften für Antennen- und Breitband-Kommunikations-Verteilnetze in Wohnhäusern sehen folgende minimalen Dämpfungswerte vor, bei mindestens 60 dBµV bis höchstens 84 dBµV am TV-Geräteeingang:

nach Amtsblattverfügungen Nr. 754/1971, Nr. 536/1974, Nr. 719/1972, Nr. 552/1973, für die Bereiche I, II, III, IV & V beträgt die max. Abstrahlungsleistung $4 \cdot 10^{-9}$ Watt oder der Störstrahlungspegel von **55 dB µV**, zu dem das Anlagen-Schirmungsmaß in dB addiert (55 dBµV + SM(dB) = max. A.1. dBµV) den max. zulässigen Betriebspegel im jeweiligen Anlagenteil ergibt

nach FTZ 15TV11 und FTZ-Richtlinie 1R8-15 für die Sonderkanalbereiche USB, OSB in PAL und ESB in D2/HD-MAC beträgt die max. Störstrahlleistung $1 \cdot 10^{-10}$ Watt, was einem A.2. Pegel von **39 dBµV** am 75 Ω-Widerstand entspricht und einen Maximal-Betriebspegel zuläßt von

B I, II, III, IV, V max. A.1. dBµV	SM: Schirmungs-Maß in dB	USB, OSB, ESB max. A.2. dBµV
55	**0 !**	**39**
65	10	49
75	20	59
85	30	69
95	**40**	**79**
105	50	89
115	60	99
125	**70**	**109**
135	80	119

Besonders schlimm, wenn alte 60Ω-Anlagen aus den 50er bis 70er Jahren mit bloß -35 bis -45 dB Schirmungsdämpfung unzulässige max. Betriebspegel von 125/109 dBµV (statt höchstens 95/79 dBµV) erhalten. 125 dBµV entsprechen $40 \cdot 10^{-3}$ Watt, also 40 mW am 75Ω-Generator, von denen bei bloß 40 dB Schirmungsmaß 85 dBµV, gleich $4 \cdot 10^{-6}$ Watt, also 4 µW, als Störstrahlung rundum wirksam sind.

Betriebspegel max.	+125 dBµV
Dämpfung der BK-Anlage	−40 dB
Dachhaut-Dämpfung	− 3 dB
Entfernungs-Dämpfung	−36 dB
Pegelsenkung 75Ω zu 50Ω	− 2 dB
2m-Antennengewinn	+13 dB
Störstrahlungspegel am 2m-Empfängereingang in 10m Entfernung (siehe Zeichnung).	+57 dBµV

Um den 57 dBµV Störpegel, gleich 707 µV an 50 Ω, auf 0,11 µV herunter zu bekommen, müßte die Schirmungsdämpfung der BK-Anlage statt 40 dB mindestens **116 dB**, also 76 dB mehr, betragen! Oder die Radioamateur-Station müßte statt 10 m in **63 km** Entfernung liegen, das 6300fache, nach der Formel der Freiraumdämpfung bei exponierten Standorten. In der Praxis werden durch Horizontbegrenzung im VHF-Bereich, dazwischenliegende Erhebungen und/oder Gebäude allerdings "bereits" ca. 10 km genügen, um am Empfängereingang nur 0,11 µV an 50 Ω, gleich −19 dBµV, Störstrahlungspegel zu haben. Im Flugfunkbereich könnten diese 63 km allerdings nötig werden, insbesondere wenn dieser Sonderkanal-BK-Störsender gerade mit seinem Ton- oder Bildträger direkt auf einen der vielen Flugfunksprechkanäle fällt, mit Störpegeln, die noch 6 dB oder 16 dB höher liegen als das in das 144 MHz-Band fallende Zeilenfrequenz- plus Farbträger-Störspektrum.

Gleiches ist ja nun für weitere Bereiche in der Planung:

für Rück/Datenkanäle werden alle Kurzwellenbänder ab 4 MHz aufwärts in diese Misere geraten;

das 10m-Band zusätzlich durch die neue D2/HD-MAC-

Die Fernsehbereiche nach CCIR Standard B und G

Fernseh-	Frequenz	Kanalbreite	
VHF I	47 – 68 MHz	7 MHz	← 6m-Band
VHF III	174 – 230 MHz	7 MHz	

Kanal-Einteilung
Bereich VHF I, VHF III

7 MHz
Bild-träger
Farb-träger
Ton-träger
1,25 MHz
4,43 MHz
5,5 MHz
0,25 MHz

Bereich	Kanal	Kanal-grenzen MHz	Bild-träger MHz	Ton träger MHz	Farb-träger MHz	
Sonder-kanäle VHF	S 3	118...125	119,25	124,75	123,68	
	S 4	125...132	126,25	131,75	130,68	
	S 5	132...139	133,25	138,75	137,68	
	S 6	139...146	140,25	145,75	144,68	← 2m-Band
	S 7	146...153	147,25	152,75	151,68	
	S 8	153...160	154,25	159,75	158,68	
	S 9	160...167	161,25	166,75	165,68	
	S 10	167...174	168,25	173,75	172,68	
PAL						
	S 11	230...237	231,25	236,75	235,68	
	S 12	237...244	238,25	243,75	242,68	
	S 13	244...251	245,25	250,75	249,68	
	S 14	251...258	252,25	257,75	256,68	
	S 15	258...265	259,25	264,75	263,68	
	S 16	265...272	266,25	271,75	270,68	
	S 17	272...279	273,25	278,75	277,68	
	S 18	279...286	280,25	285,75	284,68	
	S 19	286...293	287,25	292,75	293,68	
	S 20	293...300	294,25	299,75	300,68	

D2-MAC-Frequenztabelle

Kanal Nr.	Kanalgrenzen *MHz*	Trägerfrequenz *MHz*	
D21	302 ... 314	303,25	
D22	314 ... 326	315,25	
D23	326 ... 338	327,25	
D24	338 ... 350	339,25	
D25	350 ... 362	351,25	
D26	362 ... 374	363,25	
D27	374 ... 386	375,25	
D28	386 ... 398	387,25	
D29	398 ... 410	399,25	
D30	410 ... 422	411,25	
D31	422 ... 434	423,25	← 70cm-Band
D32	434 ... 446	435,25	

Satellitenempfang 1.ZF
950–1750 MHz : 23cm-Band

Zwischenfrequenz aller neuen Fernsehgeräte, die nicht zwischen 30MHz bis 42MHz sondern eben gerade von 28MHz bis 40MHz liegen soll;
der VHFI-Kanal 2 im internationalen, alten, Radioamateur-6m-Band (50 bis 54 MHz) IARU-Regionen 2 und 3;
der ausführlich beschriebene PAL-Sonderkanal S6 im 2m-**EXCLUSIV**-Band der Radioamateure;
zukünftig auch die D2/HD-MAC-Sonderkanäle D/S31 von 422 bis 434MHz und D/S32 von 434 bis 446 MHz mit dem "aggresiv" digital-multiplexanalogcomponent modulierten Hochfrequenzträger auf **435,250 MHz**, was Satelliten-Empfang im 70cm-Band ebenso unmöglich macht wie die 2 Tonsender auf 2m;
die variable 1. Zwischenfrequenz des PAL-und D2/HD-MAC-Satellitenempfangs von 950 bis 1750MHz wird auf Grund niedriger Pegel weniger Störstrahlung aus den Häusern des Individualempfangs produzieren, aber um so anfälliger gegen störende Beeinflussungen der primär in dem Bereich arbeitenden Funkdienste sein, insbesondere der Radioamateure des 23 cm-Bandes zwischen 1240 bis 1300 MHz.
Gleichfrequenzbetrieb in zu geringer Entfernung, das Grundübel der gesamten Sende/Empfangstechnik bei Mißachtung der physikalisch nötigen Hochfrequenz-Schutzabstände!
Deshalb erließ die DBP bereits am 7. April 1983 die BPM-Amtsblatt-Verfügung 257, wonach die Sonderkanäle S4 bis **S6** nicht genutzt werden dürfen in BK-Hausverteilungen der Netzebene 4. Denn wenn bereits 85 dBµV, also 4 µWatt Störstrahlungsleistung aus dem Koaxkabel heraus bis auf mehrere km Radius keinen Funkempfang mehr ermöglicht, wie sollen dann 200 Watt Nutzleistung in umgekehrter Richtung ohne störende Beeinflussung bleiben ?

Fachliteratur:

CCIR-Genf, "Propagation curves for Bands I, II and III," 1kW ERP;
Springer-Verlag, "Nachrichtentechnik 6", Seite 8 u.f., C. Herter;
SRT-Nürnberg, "Das FBAS-Signal", Seiten 3 bis 40, Seminar 10.77;
DBP-Amtsblattverfügungen und FTZ-Richtlinien für Gemeinschafts Antennenanlagen und Breitband-Kommunikations-Verteilnetze;
VTH, funk 8.89, Seiten 22 bis 24, "Report" Ullrich Müller, DK4VW;
VDE-Vorschriften 0855 Teil 2 und ZVEI e.V. "Empfangsantennen", Heft 5;
cq-DL 4/81, Seite 175 & 1/82, Seite 25, "Übersteuerungen", DF4UW;
cq-DL 7/84, Seite 354, "Kabelpilotprojekte", DF5IZ; cq-DL 8/84, Seite 391, "Kabel-TVI", DL1FL; cq-DL 4/89, Seite 237, "Störungen durch das BK-Netz", DG6ZV; cq-DL 12/89, Seite 748, "Sonderkanal S sex", DK5ML und Seite 749, "D2-MAC-Norm" auf 28 MHz; cq-DL 2/90, Seite 109, "Störungen durch Kabelfernsehkanal S.6", DARC-UKW-Referat.

Auf Sonderkanäle verzichten?

Wolfgang Günther, DF4UW, 7570 Baden-Baden, Maximilianstraße 77

Mit steigender Zahl Häuser, die an BK-Netze angeschlossen werden, geht eine Zunahme starker gegenseitiger Gleichfrequenz-Störungen zwischen kommerziellen Funkdiensten und den Nutzern der Sonderkanal-Fernsehsignale einher.
Die mehr als weniger schlecht geschirmten Verteiler, Koaxkabel, Antennendosen, Geräteanschlußkabel, der sog. "Netzebene 4" strahlen einerseits Störsignale auf den Flug-, Land-, Fernwirk-, Mobil-, Bündel-, Amateur-, Betriebs-, Polizei-, Feuerwehr-, Rettungsdienste-Funkbereichen aus. Wenn diese kom. Funkgeräteeingänge bereits ab 0,05 µV arbeiten, die Antenne 10 dB Gewinn hat, also die Empfangsanlage eine Grenzempfindlichkeit von ca. 0,015 µV aufweist, liegt eine mit bloß 1 µV strahlende BK-Anlage mit ihren breitbandigen Störpegeln bereits 36 dB darüber! Nutz- und Stör-Strahlung wären in 10 m Entfernung, was 36 dB Dämpfung entspricht, dann gleich stark. In der Praxis strahlen aber neue 75 Ω-Kabel mit 70 dB Schirmungsdämpfung bei üblichen TV-Pegeln von 109 dBµV auf Stammleitungen noch 39 dBµV, also 87 µV ab. Ganz katastrophal, wenn alte 60 Ω-Hausnetze mit nur 40 dB [1] Abstrahlungsdämpfung betrieben werden, d.h. 69 dB fehlen und das Koaxkabel mit ca. 2450 µV Störungen verbreitet, statt mit höchstens 1 µV.
Andererseits verursachen die auf ihren Frequenzen rechtmäßig arbeitenden Funkdienste in den digitalen Hörfunk- und vor allem Fernseh-Signalen der <u>Sonder</u>kanäle von BK-Anlagen störende Beeinflussungen, die vom leichten Moiré bis zum totalen Bildausfall führen können. Dies

insbesondere, wenn die Verkabelung alter Gemeinschaftsantennen-anlagen mit bloß ca. 40 dB Schirmungsmaß weiterhin verwendet wird und in der Nachbarschaft Sender mit üblichen 200 Watt ERP laufen: 10 $Watt_{eff.}$ Senderleistung plus 13 dB Antennengewinn entspricht 53 dBm bzw. **162 dBµV** in einer 75 Ω-Anlage z.B. auf 145 MHz. In 20 m Entfernung, entsprechend a_0 = **42 dB** Dämpfung plus **3 dB** durch ein Holzgiebeldach und der obigen **40 dB**-BK-Anlagendämpfung ergibt sich eine störende Beeinflussung von **77 dBµV**! Hat das TV-Nutzsignal an der Gerätedose seine üblichen 60 dBµV und werden mindestens 40 dB Störabstand gefordert (Streifen, Moiré gerade erkennbar), so **fehlen** 57 dB (17+40) hochfrequenter Störabstand. Das BK-Netz müßte 40+57 = **97 dB** Schirmungsdämpfung mindestens aufweisen — besser und sicherer wären 110 dB.

Soll die 200 $Watt_{eff.}$ strahlende Sendeanlage gedrosselt werden, bis keine störenden Beeinflussungen mehr auftreten, blieben unreale 0,0004 Watt in 20 m Entfernung oder sie müßte 14,2 Km entfernt stehen bei 200 Watt ERP und Freiraum-Strahlungsbedingungen. Selbst mit 70 dB Schirmungsmaß der BK-Anlage wären nur 0,4 Watt der Sendeanlage in 20 m Abstand zulässig oder 200 Watt in 448 m Entfernung! Also ein unlösbares Problem, da Gemeinschafts-Empfangsanlagen mit 110 dB Schirmungs-dämpfung wohl unbezahlbar, unrentabel, sind? Und Glasfasernetze liegen in ferner Zukunft? Aber nicht in den U.S.A.! [4]

Nun zeichnet sich in der internationalen Fachpresse ein Ausweg ab, indem auf die qualitätsmindernde, teure, Frequenzumsetzung in die Sonderkanäle verzichtet wird, **wenn** die Signale der Kopfempfangsstellen auf den 11 VHF-, 40 UHF- und derzeit 32 Satelliten-Kanälen **direkt** verstärkt und weiter verteilt werden. Nachdem neue Fernsehempfänger die Nachbarkanalbelegung zulassen, sind das bereits 83 mögliche Programme! [2]

Der durchstimmbare 1. ZF-Bereich soll von 950 bis 1750 MHz auf auf 2050 MHz für 48 Programmkanäle erweitert werden, z.B. für die 3 ASTRA 1 A & B & C. Von deutschen Firmen gibt es bereits sehr dämpfungsarme Kabel und Dosen zur direkten Häuserverteilung und auf dem ausländischen Markt Converter und Receiver bis 2050 MHz! Allerdings erfordert das 2 Koaxkabel, für die Signale horizontaler und vertikaler Polarisation getrennt, die z.B. bloß 27 dB Dämpfung auf 1750 MHz über 100 m Länge aufweisen, um max. 51 Programme in den bisherigen terrestrischen Fernsehsenderbereichen **und** 48 Programme im Satellitenbereich zu übertragen. [3] Höchstmögliche Schirmungsmaße vorausgesetzt. Wirkliche Frequenzumsetzung von einem Kanal in den anderen war/ist ja technisch, aus Qualitätsgründen, sowieso bloß bei sehr starken Ortsendern nötig, gegen Bildreflexionen, die durch Laufzeitunterschiede zwischen Hausanlagensignal und direkter Sendereinstrahlung auf undichte Empfänger-Kabel und -Eingänge passieren. D.h., lokal sehr unterschiedlich, würden 0, 1, 2, 3 bis max. 4 Kanäle "verloren" gehen von obigen **51**. Nun ist aber die kritische Frage, ob das deutsche Vorschriften-Wesen diese **51** [99] Programm-Möglichkeiten in den nichtkommerziellen Funkbereichen für Gemeinschaftsantennenanlagen bzw. Kopfstationen überhaupt zulassen wird? — Dadurch könnten ja die gravierenden Störungen zwischen BK-Anlagen bzw. Fernsehteilnehmern und den Funkdienste-Betreibern wegfallen.

3.

Literatur: [1] Funkschau 16/90, Seiten 61 bis 64, "Störnebel von Breitbandkabel-Verteilnetzen" (Wolfgang Günther).

[2] Funkschau 18/90, Seiten 47 bis 49, "Wellencocktail in der Hausanlage" (Karsten Jungk).

[3] Tele-Satellit 9/90, Seiten 32 bis 34 und 38/39 und 65 sowie folgende Heft: Converter und Empfänger bis 2050 MHz (Sharp Satellite-Systems).

[4] Kabel & Satellit 11/91, Seite 16, "New York: Kabel-Fernsehen mit 150 Kanälen in Glasfasern für Dialogverkehr."



$$R = \sqrt[3]{\frac{G \cdot M_E \cdot T^2}{4\pi^2}}$$

Poldraufsicht

M_E Erde

r

.... r

--- H_1

-·-· R

$F_G = F_F$

H_1 R

V_B

F_G M_S M_S

F_F

$1T = 24h \mathrel{\hat{=}} 360^0$

$R = H_1 + r$

Nord

r r

H_2

H_1

Äquator

Erde

S

Flugbahnebene

$H_2^2 = R^2 + r^2$

Süd

Bedingungen für alle geostationären Satelliten

DF4UW

Die geostationäre Satellitenbahn

Sicher ist es interessant zu wissen, weshalb die Umlaufbahn der Rundfunksatelliten, die uns inzwischen an die 100 Fernseh- und zahlreiche Hörfunk-Programme zur Erde senden, bei etwa 36.000 Km Höhe über dem Äquator liegt?
Es ist die Entfernung, bei der die Erdanziehungskraft, auch Gravitation genannt, und die Fliehkraft des sich täglich einmal mit um die Erde drehenden Satelliten, genau gleich groß sind. Wenn der Satellit immer am gleichen Punkt am Himmel stehen soll, muß er ja mit einer Erdumdrehung in 24 Stunden 266171 Km Umlaufbahn zurücklegen, bezogen auf den Mittelpunkt der Erdkugel. Durch Gleichsetzung von Gravitationskraft- und Fliehkraft-Formel hebt sich das Eigenwicht des Satelliten, dessen Masse, auf und zur Errechnung des Satellitenflugbahn-Radius erscheinen noch:
die Gravitationskonstante, die Erdmasse, das Quadrat des Bahngeschwindigkeits-Kehrwertes in m, kg und s:

Äquator-Erdradius $r = 6378000\,m$ Flugbahnradius R ?
Flugbahnhöhe über Äquator $H_1 = R - r$
Erdmasse $M_E = 5{,}974 \cdot 10^{24}\,kg$ Satellitenmasse M_S fällt weg!

Gravitationskonstante $G = 6{,}672 \cdot \frac{m^3}{10^{11} \cdot kg \cdot s^2}$

Bahngeschwindigkeit $V_B = \frac{2\pi \cdot R}{T}$ Fliehkraft $F_F = M_S \cdot \frac{V_B^2}{R}$

Gravitationskraft $F_G = G \cdot \frac{M_E \cdot M_S}{R^2}$ Bedingung $F_G = F_F$

$$M_S \cdot \frac{V_B^2}{R} = G \cdot \frac{M_E \cdot M_S}{R^2}$$

$$R = \sqrt[3]{\frac{G \cdot M_E \cdot T^2}{4\pi^2}}$$

$$\frac{4\pi^2 \cdot R^2}{T^2 \cdot R} = G \cdot \frac{M_E}{R^2} \qquad 4\pi^2 \cdot R^3 = G \cdot M_E \cdot T^2$$

Der Satellit steht scheinbar am Himmel, wenn seine Flugbahn-Geschwindigkeit der Erdrotationsdauer entspricht. Eine Periode T also 24 Stunden beträgt: $T = 86400\,s$.

$$R = \sqrt[3]{\frac{6{,}672\,m^3 \cdot 5{,}974 \cdot 10^{24}\,kg \cdot 86400^2\,s^2}{10^{11}\,kg \cdot s^2 \quad \cdot 4\pi^2}} = \sqrt[3]{\frac{39{,}86\,m^3 \cdot 10^{13} \cdot 864^2 \cdot 10^4}{4 \cdot 9{,}77}}$$

$$R = \sqrt[3]{\frac{39{,}86 \cdot 746496 \cdot 10^{17}\,m^3}{39{,}08}} = \sqrt[3]{1{,}01996 \cdot 746496 \cdot 10^{17}\,m^3}$$

$$R = \sqrt[3]{76139{,}6 \cdot 10^{18}\,m^3} = 42{,}3842 \cdot 10^6\,m = \underline{\underline{42384\,km}}$$

Flugbahnhöhe über Äquator: $H_1 = 42384\,km - 6378\,km$

$$H_1 = 36006\,km$$

Flugbahnhöhe über Nord/Südpol: $H_2 = \sqrt{R^2 + r^2}$

$$H_2 = \sqrt{42384^2\,km^2 + 6378^2\,km^2} = \sqrt{1836\,992\,340\,km^2} = 42861\,km$$

Somit betragen die Entfernungen zwischen der Empfangsstation und dem geostationären Satelliten auf 180° Azimut am Äquator etwa 36000 km und am Nord/Südpol mindestens 42860 km. Weicht der Standort von dem lokalen Nord/Süd-Längengrad ab, ist also kleiner als 180° (bei uns östlich von der Geraden zum Südpol) oder größer als 180° (westlich.....) so steigen die Entfernungen und hochfrequenten Strahlungsdämpfungen durch die Atmosphäre beträchtlich an, bei gleichzeitigen Absinken des Elevationswinkels zum Horizont hin.

Wolfgang Günther
Maximilianstraße 77
7570 Baden-Baden
BRDeutschland

Wolfgang Günther (DF 4 UW)

Deutsche Funkamateurstation
DF 4UW-ex DC6HO · FØUZ/FC.
DARC-AØ3 · B Baden & AMSAT-DL
IARC-CH Genf-Op. bei 4U1ITU.

Herbert HEISS
Hügelstraße 2
6105 Ober-Ramstadt
Telefon (06154) 41 89

Ober-Ramstadt, 23.08.1991

000089

Betr.: Skripten (2) für die 36. Weinheimer UKW-Tagung
vom 21. bis 22. September 1991

---

a) <u>Blockiereinrichtung für Antennenanlage</u>

Bestehend aus: Seite 100

1) 11 Seiten
2) 24 Einzelteilzeichnungen und
3) 9 Fotokopien

b) <u>Ergänzungsbericht zu den seitherigen UKW-Skripten zum Thema "Blitzschutz"</u>

Bestehend aus: Seite 89

1) 10 Seiten
2) 6 Fotokopien
3) 2 Zeichnungen

Ergänzungsbericht zu den seither veröffentlichten UKW-SKRIPTEN

1) ALLGEMEINES

Störungen und Zerstörungen elektronischer Anlagen durch Überspannungseinwirkungen nehmen seit einigen Jahren rapide zu. Ursache ist zunehmende Empfindlichkeit elektronischer Bauteile infolge niedrigen Spannungspegels und geringer Leistung. Wurden vor Jahren in Steuerkreise beispielweise robuste Relais eingesetzt, so verwendet man heute zunehmend Halbleiter-Bauelemente, bei denen die Zerstörungsenergie um den Faktor 1000 bis 10 000 niedriger liegt als bei vergleichbaren elektronischen Bauelementen

2) URSACHEN TRANSIENTER STÖRSPANNUNGEN

Die häufigste Ursache für das Auftreten transienter Spannungen ist atmosphärische Entladung, der BLITZ. Bei einer Blitzentladung können Ströme auftreten, die Scheitelwerte von 100 kA bei sehr kurzen Anstiegszeiten erreichen. Die hohe Amplitude des Blitzstromes verursacht einen Spannungsabfall am Erdungswiderstand eines Gebäudes; die hohe Blitzstrom-Steilheit induziert+ hohe Spannungen in Leiterschleifen. Sowohl die Amplitudenhöhe als auch die Steilheit des Blitzstromes führen zur Zerstörung ungeschützter elektronischer Bauteile.

Überspannungen können auch durch Schalthandlungen in Energieversorgungsnetzen entstehen. Dabei pflanzen sich hochfrequente Ausgleichsvorgänge auf den Hochspannungsleitungen fort und werden in die Niederspannungsebene eingekoppelt. Die Stromsteilheit kann dabei noch höhere Werte annehmen als die eines Blitzeinschlages. Deshalb ist dieser Gefahrenquelle eine ebenso große Bedeutung beizumessen.Überspannungen und hochfrequente Störspannungen können in Niederspannungsanlagen auch durch Spannungseinbrüche, Phasenanschnittsteuerungen +Schützschaltungen u.a. auftreten.

3) ARTEN DER EINKOPPLUNG

Die Einkopplung von Überspannungen von einem System in ein anderes kann galvanisch, induktiv oder kapazitiv erfolgen.

a) galvanische Einkopplung
Die galvanische Einkopplung erfolgt über gemeinsame Impedanzen von Störquelle und Störsenke. Durch den Blitzstrom wird am Erdungswiderstand einer elektrischen Anlage ein Spannungsabfall galvanisch in die angeschlossenen Niederspannungsleitungen eingekoppelt.

b) induktive Einkopplung
Die induktive Einkopplung erfolgt durch das magnetische Feld eines Kurzschlußstromes, das den Leitungszug umgibt. Dieses magnetische Feld kann nahegelegene Niederspannungs-Stromschleifen durchdringen und dort Spannungsspitzen induzieren.

c) kapazitive Einkopplung
Kommt es zu Potentialunterschieden zwischen Störquelle und Störsenke, bedingt durch die elektrischen Felder zwischen den beiden Bereichen, so entsteht eine kapazitive Einkopplung.

4) ÜBERSPANNUNGSSCHUTZELEMENTE

Als Schutzkomponenten werden Gasableiter, Gleitableiter, Varistoren und Dioden, sowie Kondensatoren und Drossel eingesetzt.

4) Sämtliche Bauelemente verfügen über spezifische Vor- und Nachteile. Um eine optimale Schutzwirkung zu erzielen, ist es notwendig, mehrere Bauelemente sorgfältig aufeinander abgestimmt, miteinander zu kombinieren.

5) NOTWENDIGKEIT SELEKTIVER MAßNAHMEN

a) N E T Z S C H U T Z

Wird ein Gebäude mit einer Blitzschutzanlage versehen, so ist gemäß VDE 0185 auch die Starkstrom-Zuleitung über Überspannungsschutzgeräte an die Potentialausgleichschiene anzuschließen.

a/1) direkter Blitzeinschlag

Beim Einschlag in ein Gebäude bzw. in dessen äußere Blitzschutz-oder Antennen-Anlage fließt ein Teilblitzstrom über die Potential-Ausgleichsschiene in die Energieversorgungsleitung.
(Bei Gewitter alle Gerätestecker vom NETZ trennen!) Die Potential-Ausgleichschiene wird durch den Teilblitzstrom in ihrem elektrischen Potential angehoben (Ohmsche Kopplung). Auch benachbarte Gebäude oder andere Anlagenteile können davon betroffen sein.

a/2) ferner Blitzeinschlag

Beim Einschlag in die Energieversorgungsleitung, z.B. in die Freileitung oder über das Wurzelwerk eines Baumes in das Starkstromkabel, fließt ein Teilblitzstrom von der Leitung über die Potential-Ausgleichsschiene zur Gebäude-Erde. Auch wenn entsprechend VDE 0100 an einzelnen Freileitungs-Masten Ventilableiter eingebaut sind, fließen wegen der Spannungsabfälle an den Mastleitungen und an den Mast-Erdungswiderständen noch beachtliche Teilblitzströme über die Potential-Ausgleichsschiene zur Erde des angeschlossenen Gebäudes bzw. zur angeschlossenen Anlage.
Dabei ist zu beachten, daß herkömmliche Niederspannungs-Freiluft-Ventilableiter nach VDE 0675 nur für Beanspruchungen aus Ferneinschlägen ausgelegt sind, und, wie die Praxis zeigt, beim Direkteinschlag in die Niederspannungsfreileitung bereits durch den ersten Teilblitzstrom eines Blitzes zerstört werden können.
Nachfolgende Blitzströme können dann ungehindert in die Gebäudeinstallation eindringen.
Die inzwischen ankommenden oder abgehenden Starkstromleitungen und Potentialausgleichsschienen einzusetzenden Überspannungsschutzgeräte müssen in der Lage sein, erhebliche Teilblitzströme mehrfach zerstörungsfrei zu führen und dabei die Blitzspannungsfestigkeit der Verbraucheranlage zu begrenzen.

b) SCHUTZ VON MSR- und DATENANLAGEN

Zum Schutz von empfindlichen MSR- und Datenanlagen ist der Einbau von Überspannungs-Schutzkaskaden in den meisten Fällen unerläßlich. Sie müssen jedoch den jeweiligen Anlagen, sowie den Erfordernissen angepaßt werden, um einen optimalen Schutz gewährleisten zu können. Hier ist es möglich, die Spannungsebenen 5V-220V/AC, sowie 5V-220/DC zu schützen.

c) SCHUTZ VON DATENVERARBEITUNGSANLAGEN UND SIGNALÜBERTRAGUNG

Der Schutz ist so ausgelegt, daß die HF-Übertragung nahezu ungedämpft bleibt und die Spannungsebenen 5V und24V gesichert werden können. Die Schaltung gewährleistet die Ableitung energiereicher Überspannungen auf einen Wert unwesentlich oberhalb der Betriebsspannung.

d) SCHUTZ VON SENDE- UND EMPFANGSANLAGEN

Der Schutzbaustein hat eine so geringe Kapazität, daß die Übertragung der Sendefrequenz nicht beeinflußt wird.
Die auftretende Überspannung wird, über eine separate Erdleitung, sicher zur Erde (PE) abgeleitet.

e) SCHUTZ VON DATENÜBERTRAGUNGSSTRECKEN

Diese Bausteine werden je nach Anwendungsfall unmittelbar vor einem Rechner oder Terminal bzw.. zwischen zwei Leistungsstrecken gesetzt.Die Überspannung wird über die am Aluminiumgehäuse angebrachte Erdungsschraube mit der Gebäudeerde (PE) verbunden. Diese Erdverbindung empfiehlt sich insbesondere dann, wenn das zu schützende Gerät über keine Erdverbindung verfügt.
Aufgrund der vielfältigen Ausführungen der Schnittstellen sind verschiedene Typen im Programm: TTY/V-24/RS-232-C/V-11/ V-11-S/RS-422-A

6) VORAUSSETZUNG

Die oben genannten Maßnahmen können jedoch nur dann optimalen Schutz gewährleisten, wenn das Gebäude eine funktionsfähige Blitzschutzanlage VDE 0185 bzw. einen Potentialausgleich nach VDE 0100 aufweist.

SCHUTZAUFBAU

Die erste und wichtigste Grundlage für ein Funktionieren des Innenschutzes ist eine funktionstüchtige Blitzschutzanlage nach VDE 0185 bzw. Potentialausgleich nach VDE 0190. Daran schließt sich eine stufenweise innere Sicherung an.
Der GROBSCHUTZ beginnt bei der Sicherung der Energieversorgungsanlagen.Diese werden sowohl gegen Direkteinschlag, als auch gegen Ferneinschlag mit Hilfe von Hochleistungsbauteilen vor extrem hohen Strömen und Spannungen zuverlässig vor Störung bewahrt.
Der weitere Verlauf der Sicherung umfaßt den MITTELSCHUTZ der 220V Versorgungsleitungen. Die Bausteine hierfür haben eine nicht mehr ganz so hohe Stromableitfähigkeit, wie der Grobschutz, sind dafür aber um so schneller in Ihrer Ansprechzeit.
Den Abschluß der Sicherung, den Feinschutz, übernehmen sehr schnelle Bausteine, um die elektrischen und elektronischen Komponenten vor sehr kurzen Störungsimpulsen zuverlässig zu schützen.

GROBSCHUTZ

Ein wirkungsvoller Grobschutz wird durch den Einsatz eines Hochenergie-Absorbers erreicht. Dieser ist in zwei Ausführungen

für 380/220 V AC lieferbar.Er bietet einen zweifachen Schutz vor Überspannung. Für leichte bis mittlere Überspannungen begrenzen Hochleistungs-Varistoren auf Spannungen unter 2kV. Bei sehr hohen Überspannungen wie z.B. bei Direkteinschlägen übernehmen Gleitfunkenstrecken eine Begrenzung auf unter 3 kV bei einem Stromscheitelwert von 100 kA.
Da Varistoren einer Alterung bei häufiger Beanspruchung unterliegen, ist jeder Varistor mit einer Überwachungs-Abtrennsicherung versehen. Ein Ansprechen einer Sicherung wird gleichzeitig durch eine Signallampe angezeigt.

MITTELSCHUTZ

Der Mittelschutz wird in der Regel mit gestaffelten Schutzkaskaden realisiert. Diese besitzen die Vorteile der schnellen und zuverlässigen Ableitung mittlerer bis niedriger Überspannungen aus Blitzeinschlägen, sowie Störungen aus Schalthandlungen, bzw. induktive Einkopplungen. Es können hohe Stoßströme und Überspannungsspitzen bei kurzer Ansprechzeit abgeleitet werden. Hinzu kommt, daß diese Bausteine äußerst anwenderfreundlich sind.Sie lassen sich ohne Unterbrechung des Stromkreises aus ihrem Sockel entfernen, testen und gegebenenfalls austauschen. Dieses erfolgt verpolungssicher mit Hilfe einer Steckkodierung. Diese Kaskaden sind einsetzbar in Spannungsbereichen von 5V - 220V DC sowie 12V-220V AC. Ihr maximaler Nennableitstrom beträgt 10kA bei einer Ansprechzeit von 0,1ns. Diese Werte ergeben sich aus einer Kombination von Gasableitern,Varistoren und Suppressor-Dioden.
Der einzelne Baustein ist in verschiedenen Ausführungen für symmetrische und unsymmetrische Leitungen lieferbar. Außerdem kann er bei Bedarf auch in 19" Einschubgehäusen installiert werden.

DER FEINSCHUTZ

Mit einem Feinschutz-Spezialbaustein wird die Sicherung nach oben abgerundet. Dieser ist so einfach wie wirkungsvoll, entweder mit einem Varistor oder einer Suppressor-Diode ausgestattet, erfüllt er die Forderung nach großer Strom- und Spannungsableitfähigkeit, oder aber ultraschneller Ansprechzeit. Der Varistor sorgt für eine sichere Absenkung des Spannungspegels und dafür, daß kein Netzfolgestrom auftritt. Die Suppressor-Dioden sorgen mit ihrer schnellen Redaktionszeit für eine sichere Absenkung der Überspannungen auf Betriebsspannungsniveau.
Der Baustein ist wie die Schutzkaskaden in Spannungsgrößen von 5V-220V DC und 12V-220V AC lieferbar.

SCHUTZ VON DATEN-UND HF/NF-Leitungen

Aufgrund möglicher induktiver Einkoppelungen is es außerordentlich wichtig, Datenübertragungsstrecken sowie HF/NF Leitungen mit einem Überspannungsschutz zu versehen. Hierfür eignen sich spezielle Bauteile, die ihre Schutzfunktion durch eine Kombination von Gasableitern und Suppresso-Dioden sicher erfüllen.Für Datenübertragungsstrecken stehen für verschiedene

Anwendungsbereiche (V.24 mit Handshake, für hohe Datenraten und lange Übertragungsstrecken) verschiedene Bausteine zur Verfügung. Diese setzen sich wiederum aus Gasableitern bzw. Suppressor-Dioden zusammen und werden wie die HF/NF Sicherung in den Signalweg geschaltet.

Referenzhinweise:

BLITZSCHUTZANLAGE
Allgemeines für das Errichten.
(VDE-Richtlinie)

47 Seiten

DIN 57 185/Teil 1
Nov. 1982
DK 621.316.98.002.2
: 001.4:620.1
DIN 57 185 Teil 1, Nov. 82
Vertr.-Nr.2419

VDE 0185 Teil 1/11.82
Preisgr. 15 K
Vertr.-Nr. 018501

BLITZSCHUTZANLAGE
Errichten besonderer Anlagen.
(VDE-Richtlinie)

27 Seiten

DIN 57 185/Teil 2/11.82
Nov. 1982
DK 621.316.98.002.2
:001.4.:620.1
DIN 57185 Teil 2, Nov. 82
Preisgr. 13 K
Vertr.-Nr. 2413
VDE 0185 Teil 2/11.82
Preisgr. 10K
Vertr.-Nr. 018502

ANTENNENANLAGEN
Errichtung und Betrieb.
(VDE-Bestimmungen)

13 Seiten

DIN 57 855/Teil 1
Mai 1984
DK 621.396.67.002.004:614.8
:001.4:614.8
DIN 57 855 Teil 1/VDE 0855
Teil 1, Mai 1984 Preisgr. 10 K
VDE-Vertr.- 085503
Beuth-Vertr.-Nr. 2410

Einbeziehen von Gas- und Wasserleitungen in den Hauptpotentialaus=
gleich von elektrischen Anlagen.

Technische Regel des DVGW.

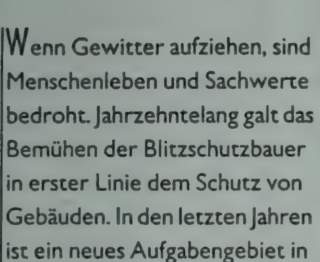
DVGW

6 Seiten

DIN
VDE 0190
Mai 1986
DK 621.316.17.053
:621.316.99.:621.644.2
:662.76:628.15:620.1
DIN VDE 0190 Mai 1986 Preisgr.5K
VDE-Vertr.-Nr.019001
Beuth-Vertr.-Nr.2405

000095





Wenn Gewitter aufziehen, sind Menschenleben und Sachwerte bedroht. Jahrzehntelang galt das Bemühen der Blitzschutzbauer in erster Linie dem Schutz von Gebäuden. In den letzten Jahren ist ein neues Aufgabengebiet in den Vordergrund gerückt: der „Innere Blitzschutz". Computer- und Nachrichtenanlagen brechen unter dem Hochspannungsschlag eines Blitzes zusammen, wenn sie nicht durch detailliert geplante Überspannungsschutz-Konzepte abgesichert sind. Schäden an elektronischen Anlagen von rund einer halben Milliarde Mark – nicht eingerechnet die Folgekosten – werden jährlich allein in der Bundesrepublik Deutschland durch Blitze hervorgerufen.

KÄFIG FÜR HAUS UND HOF

Die äußere Blitzschutzanlage dient zum Auffangen und Ableiten des Blitzstromes in die Erde. Zu diesem Teil der Blitzschutzanlage gehören die erforderlichen Auffangeinrichtungen, Ableitungen und Erdungsanlagen. Die Anordnung des Schutzes entspricht dem **Prinzip des „Faraday'schen Käfigs"**, so benannt nach dem englischen Physiker Michael Faraday (1791 bis 1867).

Faraday wies nach, daß alle elektrischen Ströme – auch Blitze mit ihren gewaltigen Energien – über die Außenseite eines metallenen Käfigs laufen und im Inneren des Käfigs keine elektrischen Effekte hervorrufen.

Die Auffangeinrichtungen haben die Aufgabe, die in unmittelbarer Nähe oder auf das Gebäude niedergehenden Blitze „aufzufangen". Kamine, Wetterfahnen, Außenantennen, Dachhauben und Lüftungen müssen unbedingt in das Leitungssystem mit einbezogen werden. Die Ableitungen leiten die Blitzenergie auf kürzestem Weg zur Erdungsanlage ab. Die Verlegung der Ableitungen ist beim Neubau „unsichtbar" möglich.

Die Erdungsanlage schließlich verteilt den Blitzstrom gefahrlos im Erdreich. Als „Erde" dienen in der Regel Bandeisen oder Rundstahl, die im Fundament des Hauses verlegt sind. Fehlen diese, kann der Blitzschutz-Fachmann im Nachhinein die erforderlichen Erdungsanlagen schaffen.

Sorgfältige Planung und Ausführung der Anlage und der Anschlüsse, die Auswahl und Verwendung geeigneter Materialien sowie die **kostengünstige Überwachung** der Anlage sind Aufgaben der Fachfirmen im Verband Deutscher Blitzschutzfirmen e.V.

NEUER SCHWERPUNKT INNERER BLITZSCHUTZ

Nach 97 Jahren hatten sie ausgedient: die „Allgemeinen Blitzschutzbestimmungen", kurz „ABB" genannt. Am 1. November 1982 trat die Richtlinie DIN VDE 0185 „Blitzschutzanlagen", Teil 1 „Allgemeines für das Errichten" und Teil 2 „Errichten besonderer Anlagen", in Kraft. Damit war das Thema „Errichten von Blitzschutzanlagen" in das umfassende DIN VDE-Schriftenwerk eingegangen.

DIN VDE 0185

Der wesentliche Unterschied zwischen den alten und den neuen Richtlinien: Die DIN VDE 0185 enthält als wichtige Neuerung das Kapitel „Innerer Blitzschutz". Sie trägt damit der Tatsache Rechnung, daß indirekte Blitzschäden an elektrischen und elektronischen Anlagen inzwischen den größeren Teil der Blitz-„Verluste" ausmachen.

Die DIN VDE 0185 ermöglicht mit ihren Bestimmungen die Planung eines wirkungsvollen Gesamtkonzepts für den äußeren und inneren Blitzschutz. Teil 1 der Vorschrift legt die Technik von Blitzschutzanlage, Erder, Potentialausgleich und Überspannungsschutz fest.

Teil 2 macht Aussagen zum Bau von Blitzschutzanlagen für Bauten besonderer Art wie beispielsweise Kirchtürme, Fernmeldetürme, Schornsteine oder Seilbahnen.

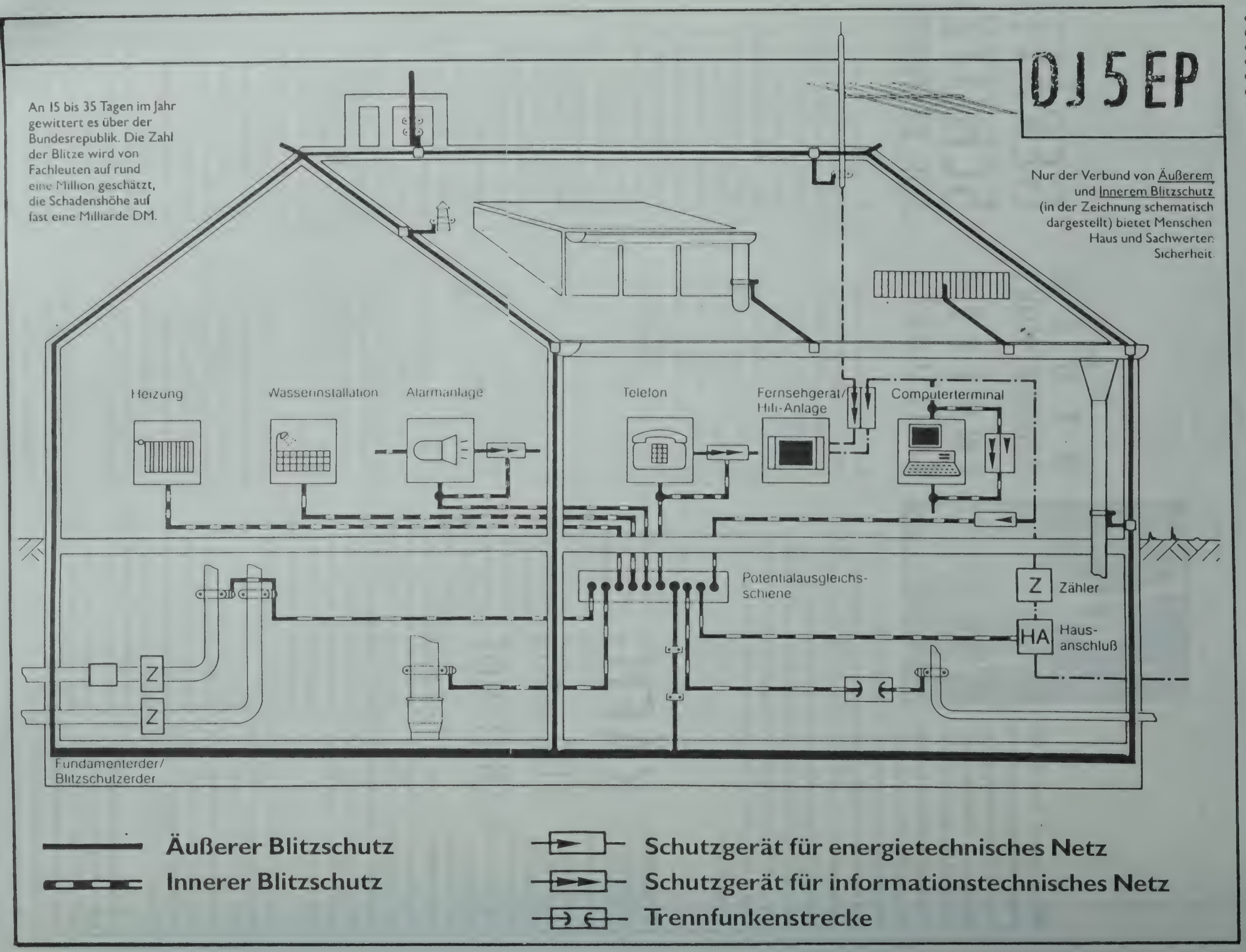
GERÄTE SCHUTZ FÜR RECHNER

Um Schäden zu verursachen, muß der Blitz nicht direkt in das Gebäude einschlagen. Schon ein Blitzschlag im Umkreis von einem Kilometer kann Überspannungen und elektromagnetische Störungen verursachen, die die sensible Elektronik **zerstören.** Ohne die perfekte Abstimmung von äußerem und innerem Blitzschutz ist der Schutz für Menschen, Haus und Sachwerte lückenhaft.

Der „Innere Blitzschutz" verhindert das Auftreten von Überspannungen im Haus-Stromnetz, in Daten- und Telefonnetzen sowie in Antennenanlagen. Dazu wird durch **Überspannungsschutzgeräte**, die als Ableiter zwischen Verbraucheranlagen und „Erde" dienen, ein **Potentialausgleich** herbeigeführt.

Darüber hinaus ist ein **„Geräteschutz" unabdingbar** für alle informationstechnischen Geräte, die an zwei oder mehr unabhängige Netze (beispielsweise Starkstrom- und Datennetz) angeschlossen sind. Für diesen Schutz sind Geräte verfügbar, die in Kombination mit dem Blitzschutz-Potentialausgleich wirken und unmittelbar am Standplatz des Gerätes eingesetzt werden.

Zukünftig wird der „Innere Blitzschutz", also der Schutz von Ausfall oder Zerstörung von EDV-, Kommunikations-, Meß-, Regel- oder Steuerungsanlagen ein weiterer Schwerpunkt in der Arbeit von VDB-Fachbetrieben sein. Umfassender Blitzschutz ist Maßarbeit von Fachleuten.



An 15 bis 35 Tagen im Jahr gewittert es über der Bundesrepublik. Die Zahl der Blitze wird von Fachleuten auf rund eine Million geschätzt, die Schadenshöhe auf fast eine Milliarde DM.
Nur der Verbund von Äußerem und Innerem Blitzschutz (in der Zeichnung schematisch dargestellt) bietet Menschen Haus und Sachwerten Sicherheit.
Heizung
Wasserinstallation
Alarmanlage
Telefon
Fernsehgerät/Hifi-Anlage
Computerterminal
Potentialausgleichs-schiene
Z
Zähler
HA
Haus-anschluß
Z
Z
Fundamenterder/Blitzschutzerder
Äußerer Blitzschutz
Innerer Blitzschutz
Schutzgerät für energietechnisches Netz
Schutzgerät für informationstechnisches Netz
Trennfunkenstrecke



DAS KLIMA FÜR GEWITTER

Aufstrebende feuchtwarme Luftmassen sind die Keimzellen für Gewitter. Unterschieden werden drei Arten von Gewittern:

☐ Intensive Sonneneinstrahlung, die den Boden erhitzt und die bodennahen Luftschichten erwärmt, kann ein **„Wärmegewitter"** auslösen.

☐ Schiebt sich kühle Luft unter warme Luftschichten und drückt diese nach oben, kann ein **„Frontgewitter"** entstehen.

☐ Strömt warme, bodennahe Luft über ein ansteigendes Gelände, kann es zu einem **„orographischen Gewitter"** kommen.

☐ Schäden in Höhe von rund einer Milliarde Mark werden mittel- oder unmittelbar durch Blitzeinschläge verursacht.

☐ Bei etwa zehn Unfällen jährlich werden in der Bundesrepublik Menschen vom Blitz getötet oder verletzt.

☐ Blitzen kann es innerhalb von Wolken, zwischen verschiedenen Wolken und zwischen Himmel und Erde.

☐ Zwischen Wolken wurden Blitze mit einer Länge von 140 Kilometern registriert; senkrechte Blitze sind zwischen fünf und sieben Kilometer lang. Der Durchmesser eines Blitzes beträgt meist nur wenige Zentimeter.

☐ Die Temperatur eines Blitzes liegt bei 20.000 bis 30.000 Grad Celsius – viermal so heiß wie die Oberfläche der Sonne. Im Blitz können für Sekundenbruchteile Ströme von über 100.000 Ampère fließen. Blitze lassen Glas, Sand und dünne Drähte schmelzen oder verdampfen.

☐ Der Blitz ist so schnell, daß er in einer Sekunde fast einmal um die Erde rasen könnte.

GEFAHR FÜR DIE HARDWARE

☐ Unterhaltungselektronik im Wert von vielen tausend Mark zählt mittlerweile in vielen Haushalten zur Einrichtung: Farbfernseher, Videorecorder, HiFi-Anlagen, CD-Player, Computerr – der Verzicht auf einen fachmännisch installierten Äußeren und Inneren Blitzschutz wird teuer bezahlt, wenn Blitze der Elektronik den Garaus machen.

Überspannungsschäden nach Blitzeinschlag: Kabel der Verbraucheranlage eines Wohnhauses wurde aus der Wand gesprengt.



Im Umkreis von einem Kilometer! drohen nach einem Blitzschlag durch Überspannungen schwere Schäden an elektronischen Geräten!

000098

Rund 110 Unternehmen sind heute im „Verband Deutscher Blitzschutzfirmen e.V." zusammengeschlossen. Die Vereinigung blickt auf eine lange Tradition zurück. Gegründet wurde sie 1910 als „Verband Deutscher Blitzableiterfirmen" in Berlin.
Die Gründungsväter pflegten eine deutliche Sprache. In der Satzung des Verbandes vom 6. März 1927 wurde unter Paragraph 2 nicht nur festgeschrieben, der Verband bezwecke „die Wahrnehmung und Förderung gemeinsamer wirtschaftlicher Interessen gegenüber den Behörden, Feuer-Versicherungsgesellschaften und der Oeffentlichkeit", man hatte sich auch vorgenommen, „das von Nichtfachleuten verursachte Pfuschertum zu bekämpfen und durch geeignete Propaganda für die im Verband zusammengeschlossenen Firmen zu wirken". Langfristig war überdies die Gründung eines eigenen Handwerkszweiges beabsichtigt.
Nach dem Zweiten Weltkrieg wurde dieser Verband, wie andere auch, durch alliierten Beschluß aufgelöst. Bereits im Jahre 1950 aber, am 15. April, kamen in Münster Wilhelm Balkenhohl, Karl Köster und Cornelius Micheels mit dem Ziel zusammen, den Verband neu zu gründen. In jenen Tagen waren immerhin schon 13 Betriebe an der Neugründung beteiligt.
Aus einem sehr praktischen Grund war seinerzeit der Verband übrigens dem Hauptverband des Schlosser- und Maschinenbauerhandwerks als Fachgruppe angeschlossen. So war es einfacher, Bezugsscheine für dringend erforderliche Eisenteile wie Drähte oder Flacheisen zu bekommen.
Noch älter als der Verband sind übrigens die Bestimmungen, nach denen Blitzschutz-Anlagen errichtet wurden. Im Jahre 1885 wurde der „Ausschuß für Blitzableiterbau" als Unterausschuß des „Elektrotechnischen Vereins Berlin" gegründet. Aus jener Zeit stammen auch die „Allgemeinen Blitzschutzbestimmungen". Für beide steht das Kürzel „ABB". Im November 1982 wurden die stets fortgeschriebenen ABB-Vorschriften von der DIN-VDE-Richtlinie 0185 abgelöst.

IM BLITZ VERGLÜHEN MILLIONEN-WERTE

EB Köln – Rund sechs Millionen Mark Schaden hat der Blitzeinschlag in ein Konzern-Verwaltungsgebäude verursacht. Der Blitz wurde zwar von der Blitzschutzanlage abgeleitet, Spannungsüberschläge zerstörten jedoch im Gebäude etwa 100 Computerterminal sowie zahlreiche Rechnereinheiten im Rechenzentrum. Der Sachschaden beläuft sich auf rund zwei Millionen Mark. Durch den Ausfall der Anlage entstand darüberhinaus ein Schaden von weiteren vier Millionen Mark.



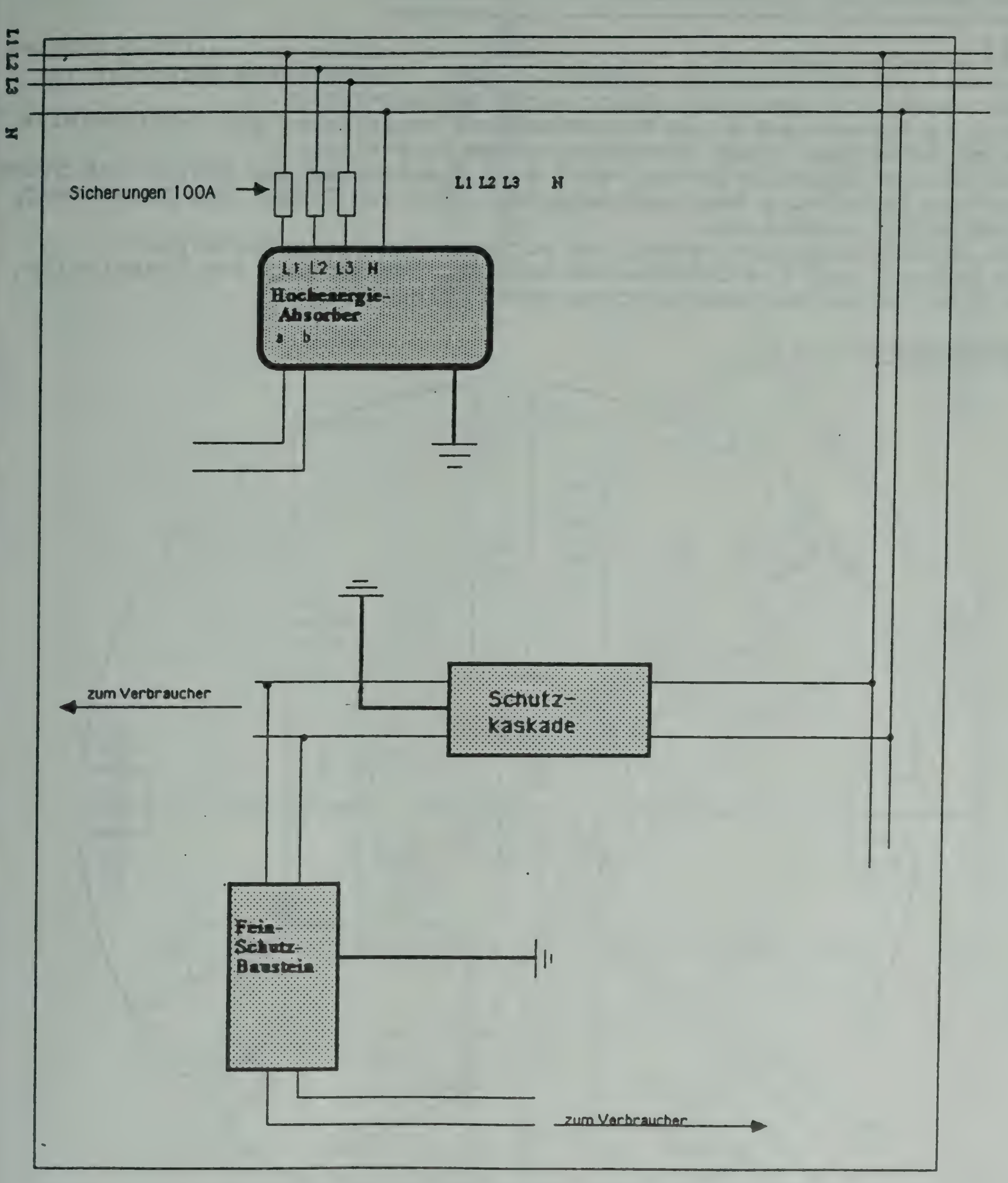
Durch Blitzschlag zerstörte Telefonanlage



Ausgebrannte Empfangsanlage!

DJ5EP Herbert HEISS
Hügelstraße 2
6105 Ober-Ramstadt
Telefon (06154) 41 89

Blockschaltbild Überspannungen



Referenzangaben: Fa. Seeger Ph. GmbH, 6100 Darmstadt
Fa. DEHN & SÖHNE, 843 Neumarkt/Opf.
Fa. BETTERMANN, 5750 Menden 2
Fa. KLEINHUIS, 5880 Lüdenscheid

Alle VDE-Bestimmungen sind zu beziehen vom VDE-Verlag, 1000 Berlin 12

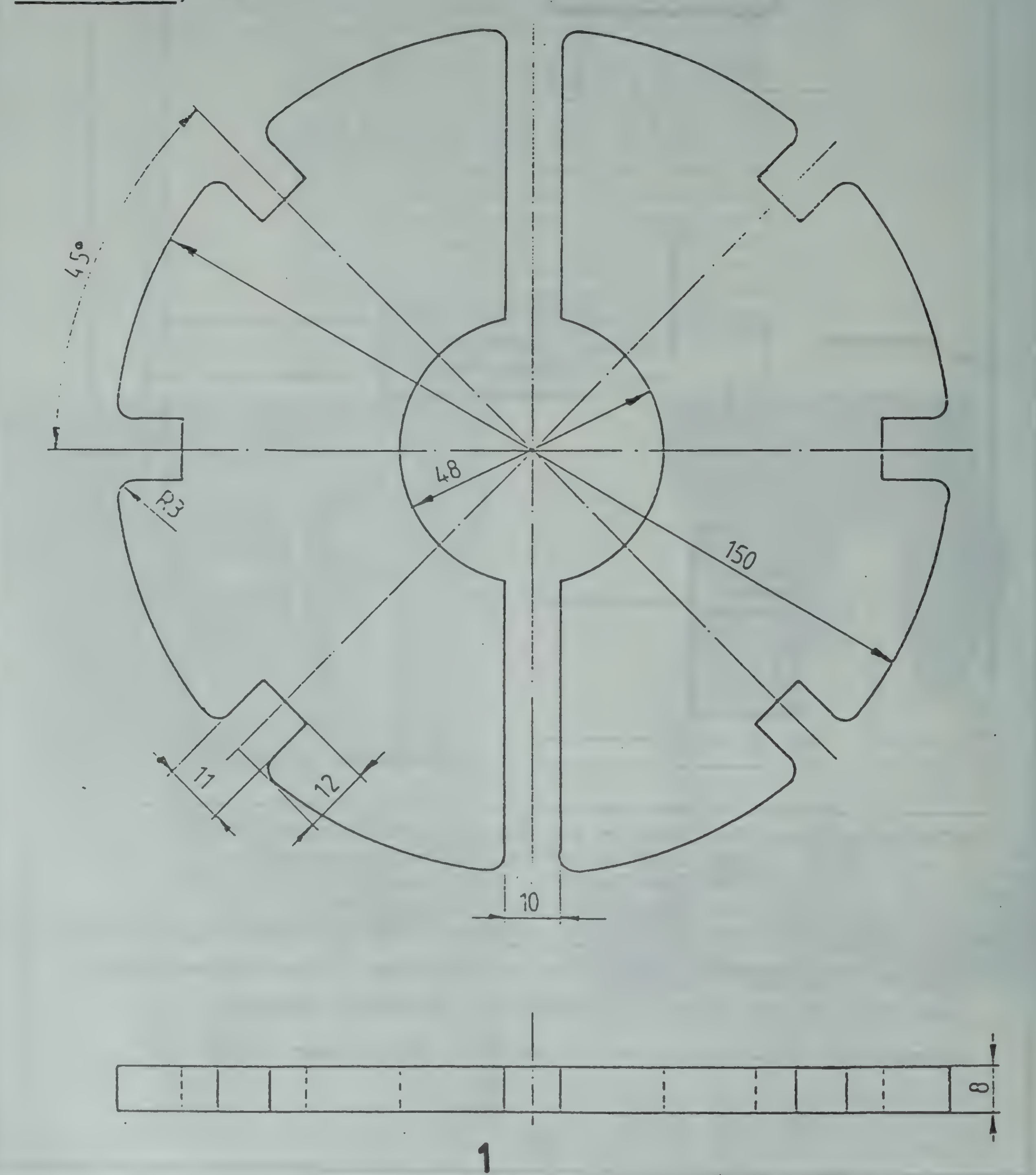
"Es bleibt zu hoffen, daß alle getroffenen Sicherungsmaßnahmen sich nie in der Praxis tatsächlich bewähren müssen".

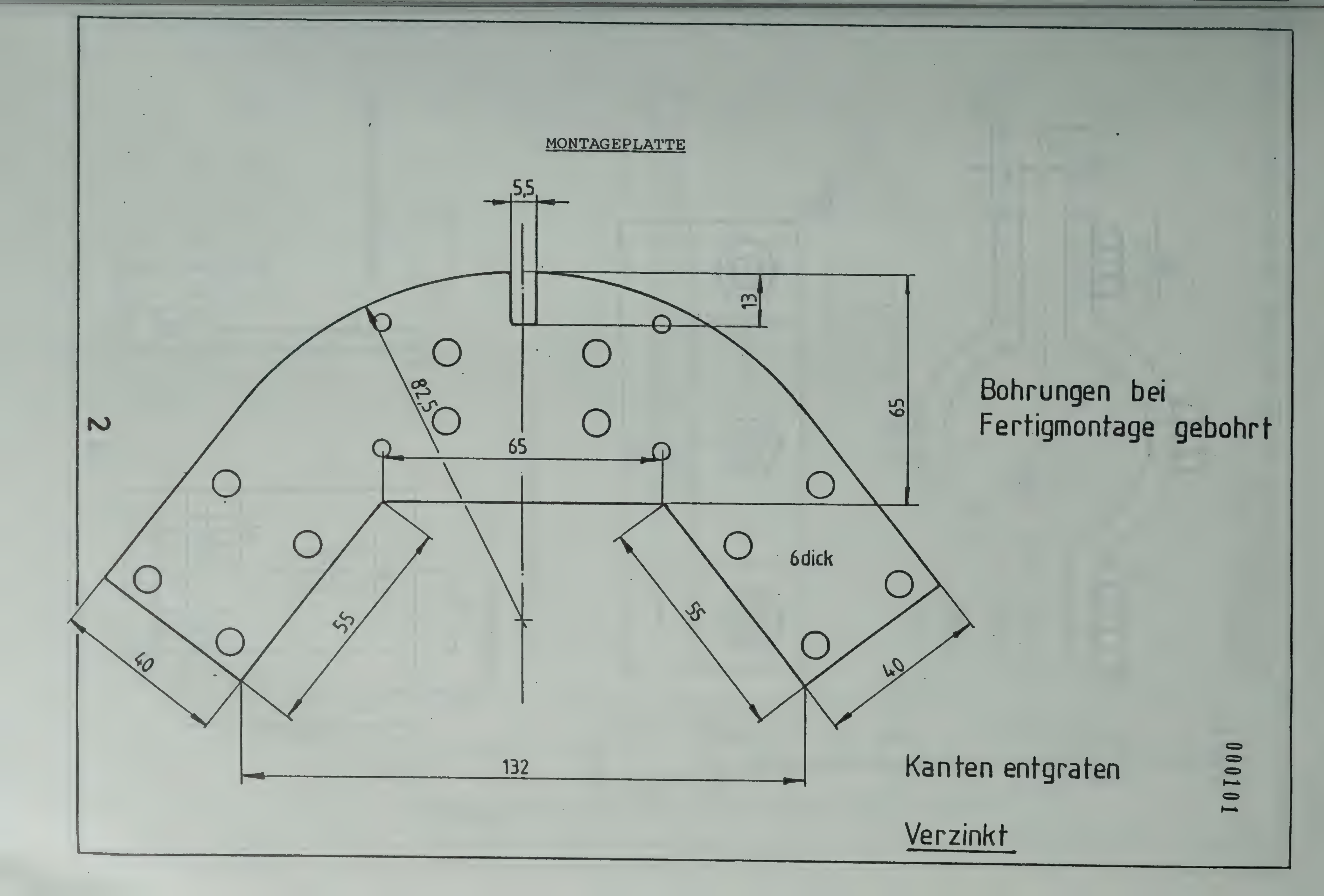
Weinheimer UKW-Tagung am 21. und 22. September 1991

Zusätzliche mechanische wartungs- und verschleißfreie Blockiereinrichtung für Rotore und Antennenanlage bei Sturmgefahr!

000100 Bei größeren Windstärken wirken erhebliche radiale und vertikale Kräftemomente auf die Lager der Getriebeeinheit, insbesondere gefährdet ist die Brems- und Sperreinrichtung eines Antennenrotors.
Auch im Ruhezustand einer Antennenanlage unterliegen die Getriebeteile aller Rotortypen einem fortschreitendem Verschleiß.
Mit dieser Sperreinrichtung wird eine Überdrehung des Rotors bei Sturm und die Zerstörung des Anschlagrelais, für den Links- und Rechtslauf, frühzeitig verhindert.
Die Blockierungseinrichtung ist wartungs- und verschleißfrei!
Im Referat wird die Materialbeschaffung, Herstellung der Einzelteile, einschließlich Montagehinweisen, näher erläutert.

ZAHNSCHEIBE, 1 x

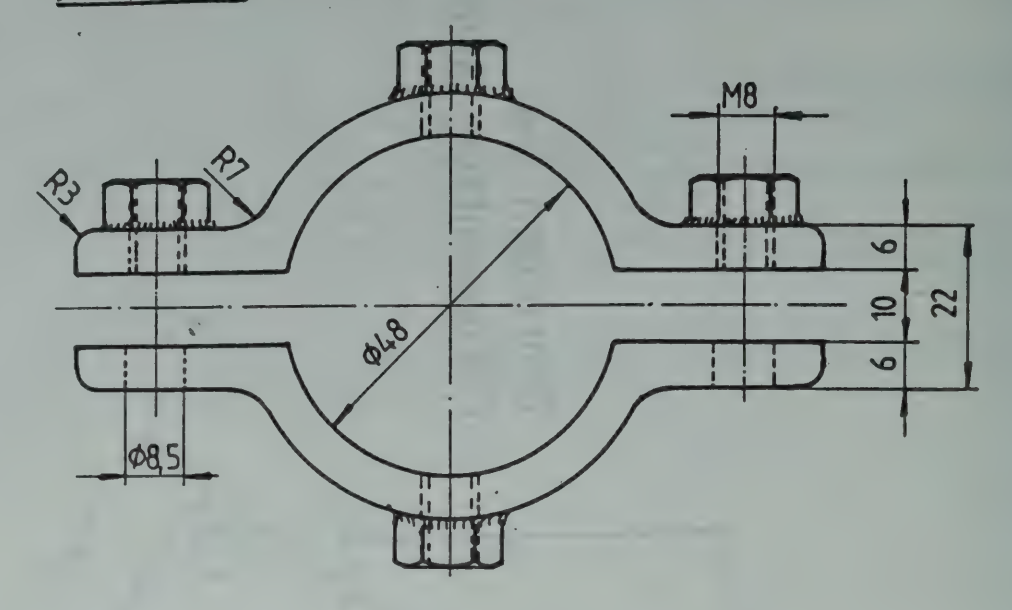


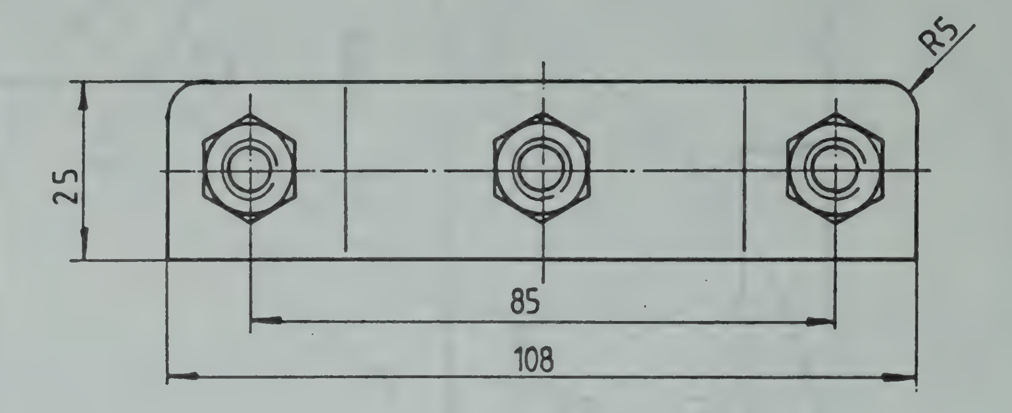

MONTAGEPLATTE
5,5
13
65
82,5
65
6dick
55
55
40
40
132
Bohrungen bei
Fertigmontage gebohrt
Kanten entgraten
Verzinkt
000101
2

Befestigungsschelle für das Mastrohr (Ø Maße anpassen) 2-teilig

ROHRFLANSCH, 2-teilig

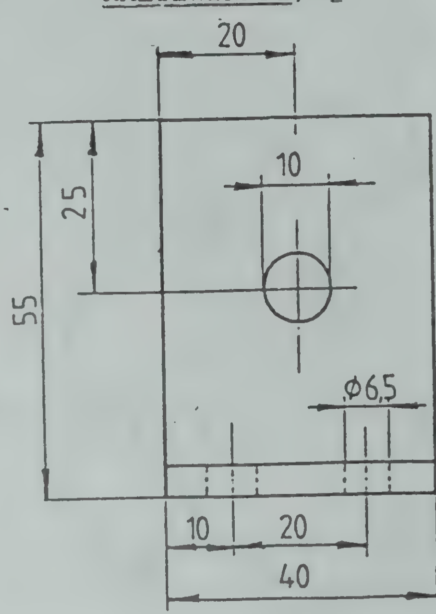
000102

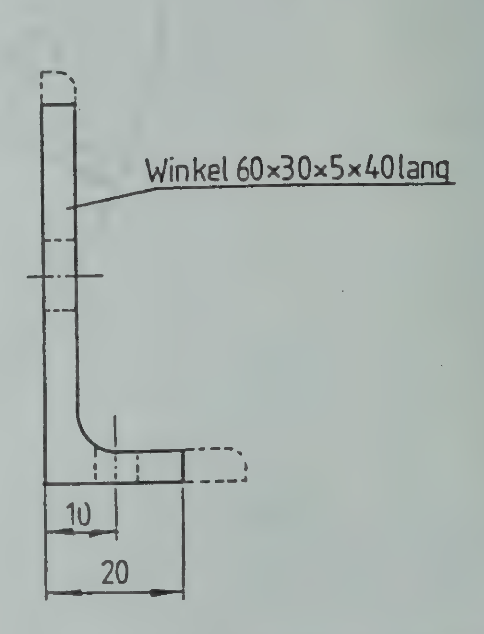


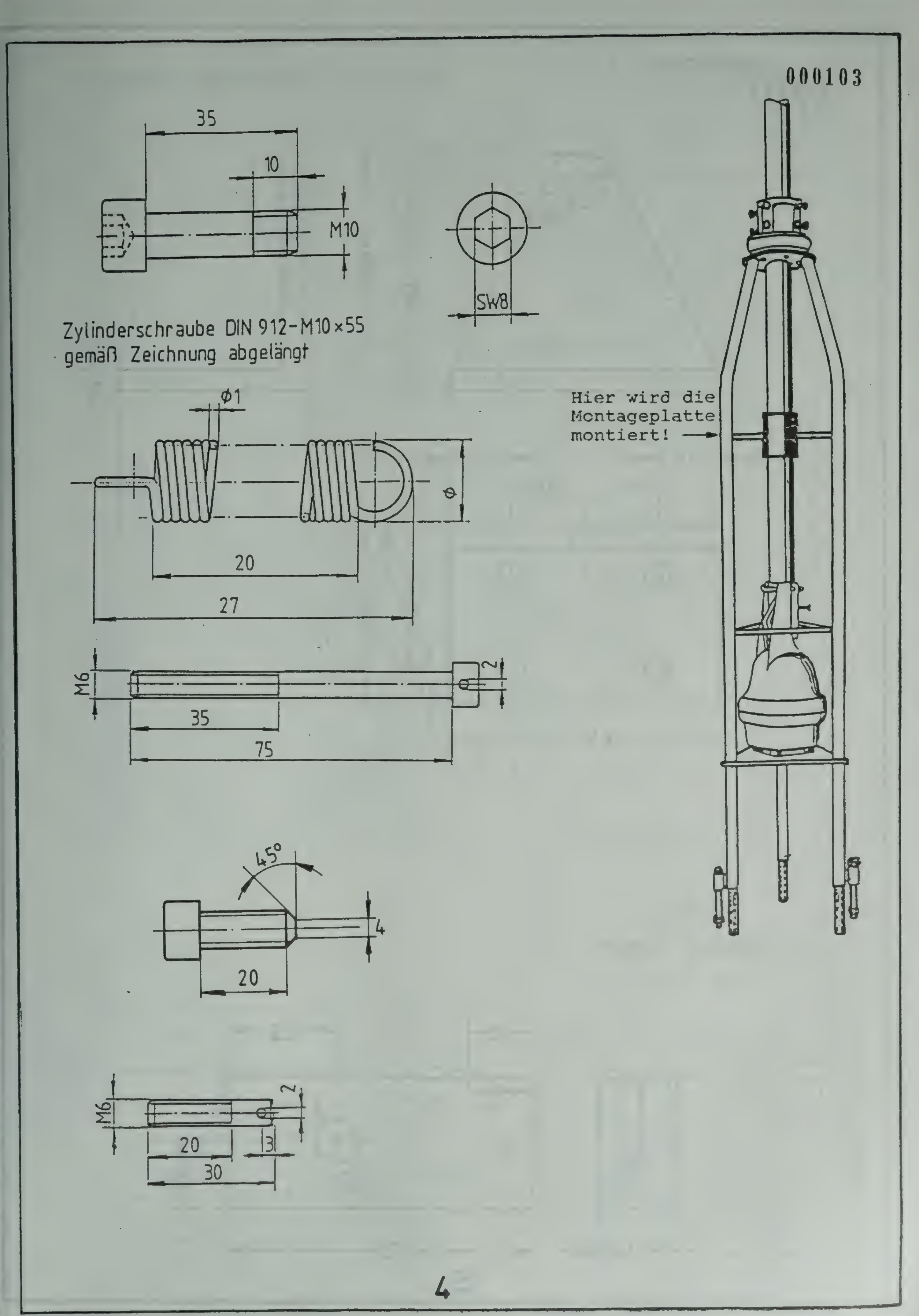


4 x M8 Muttern angeschweißt!

HALTEWINKEL, 2 x



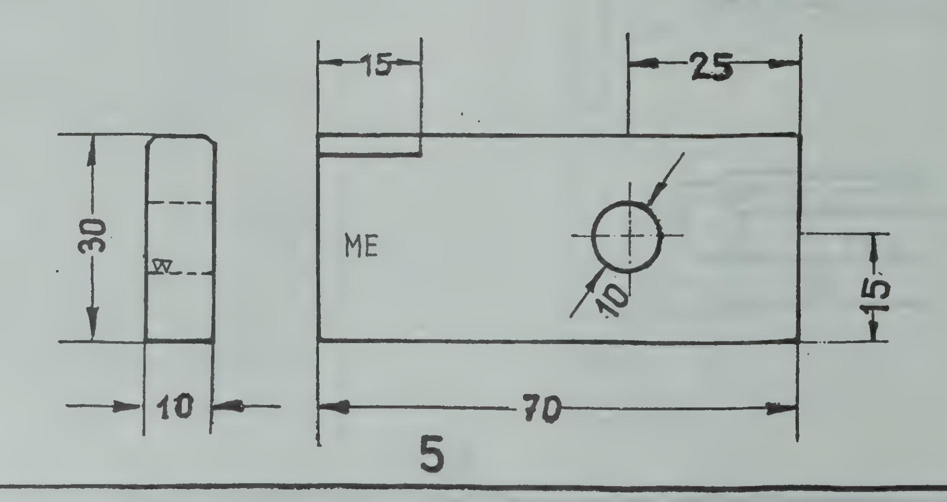


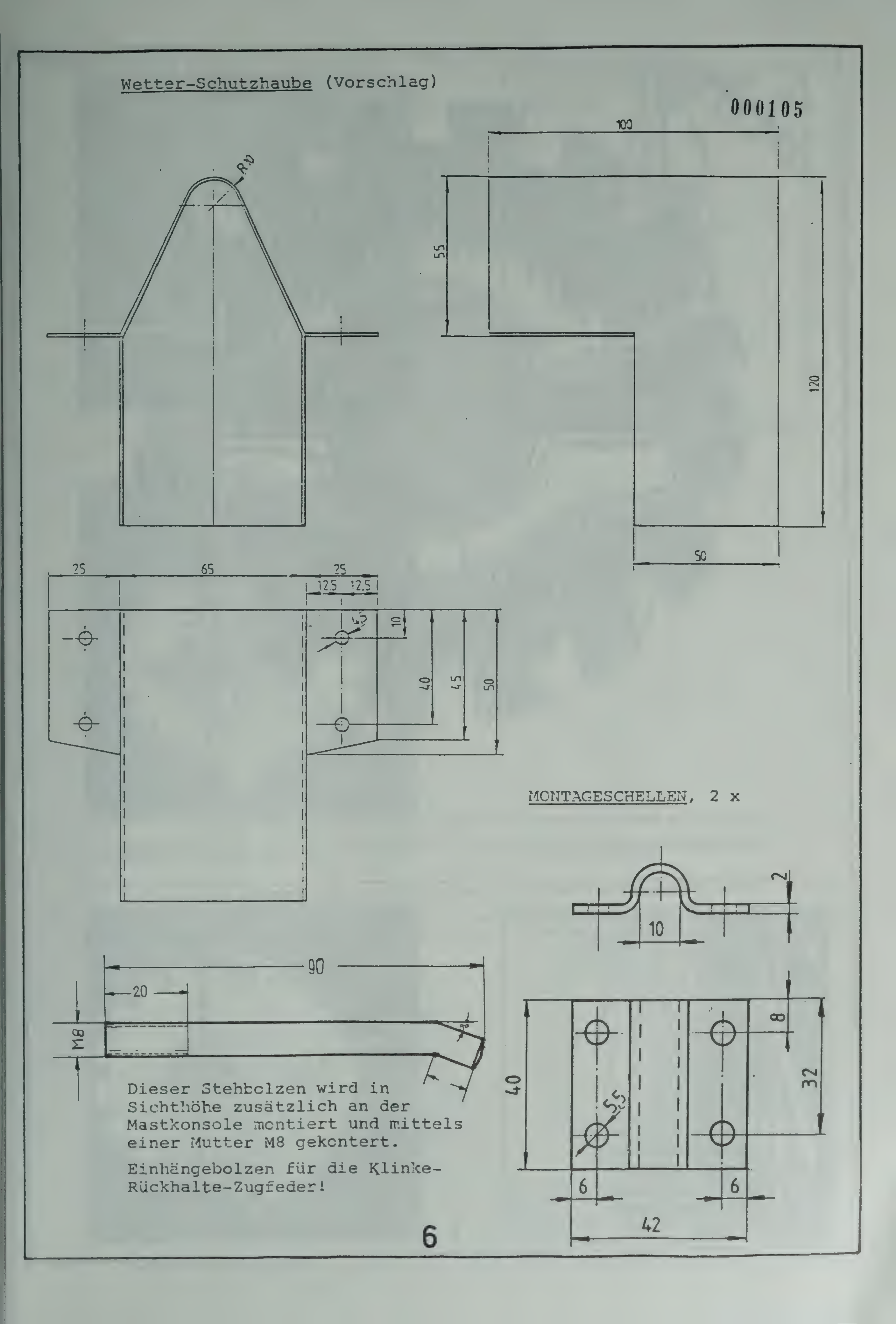

000103
35
10
M10
SW8
Zylinderschraube DIN 912-M10×55
gemäß Zeichnung abgelängt
Ø1
Ø
20
27
M6
2
35
75
45°
4
20
M6
2
20
3
30
Hier wird die
Montageplatte
montiert!

HALTEWINKEL, 1 x

000104

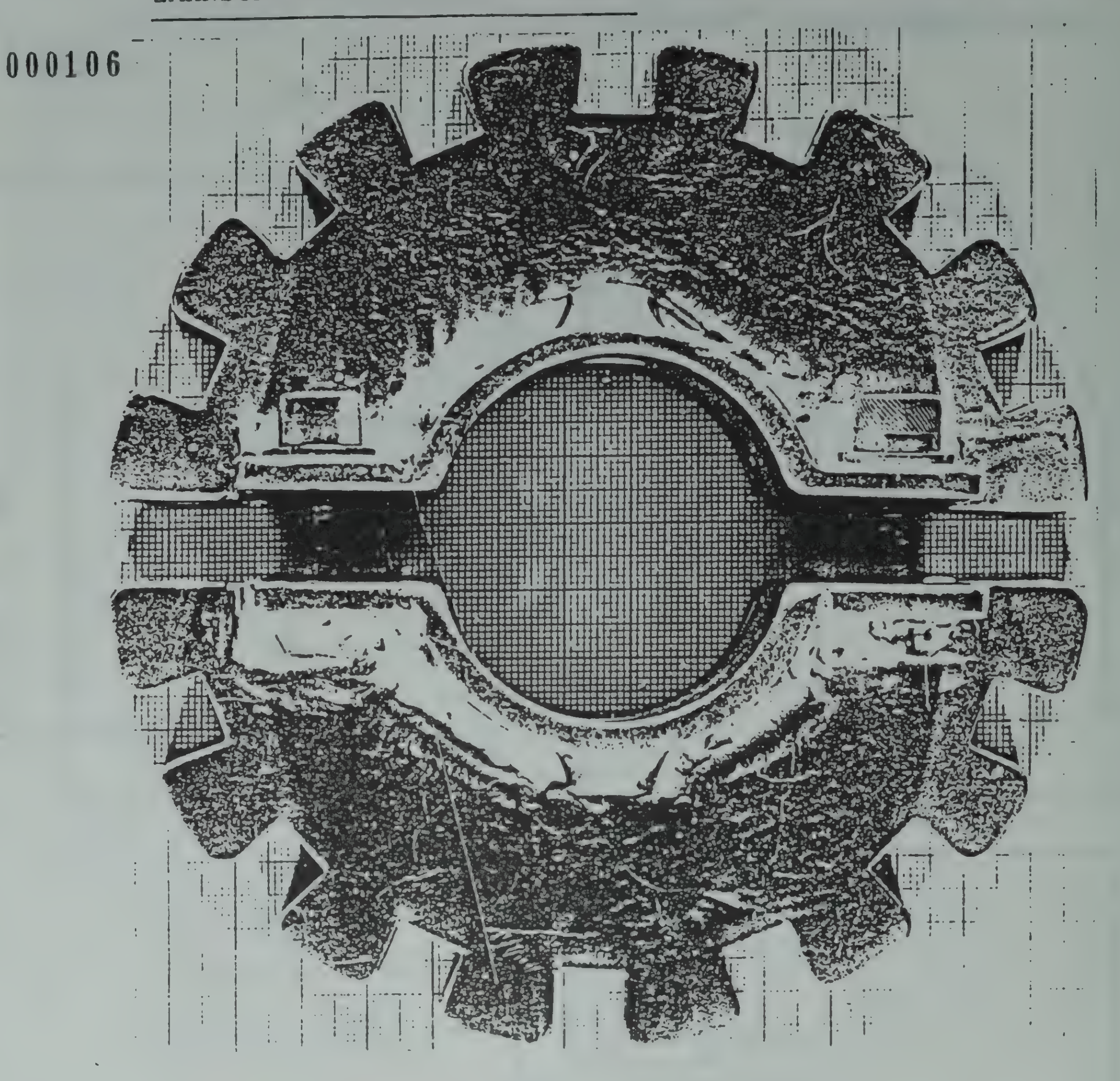
KLINKE, 1 x




Wetter-Schutzhaube (Vorschlag)
000105
R10
100
55
120
50
25
65
25
12,5
12,5
10
40
45
50
MONTAGESCHELLEN, 2 x
2
10
8
40
32
5,5
6
6
42
90
20
M8
Dieser Stehbolzen wird in Sichthöhe zusätzlich an der Mastkonsole montiert und mittels einer Mutter M8 gekontert.
Einhängebolzen für die Klinke-Rückhalte-Zugfeder!

ZAHNSCHEIBE VON UNTEN GESEHEN (montierter Zustand am Mastrohr!)

000106



Durch die Mehrfachverzahnung der Zahnscheibe ist unter Sturmbedingungen eine sofortige Rotorblockierung gewährleistet!

Diese Vorrichtung hat sich seit 1987 in der Praxis bestens bewährt und ist wartungsfrei!

GERMAN AMATEUR RADIO STATION
DJ 5 EP DOK F∅3 SWL-DE-13535
HÜGELSTR. 2 · TEL. 0 61 54-41 89
6105 OBER-RAMSTADT

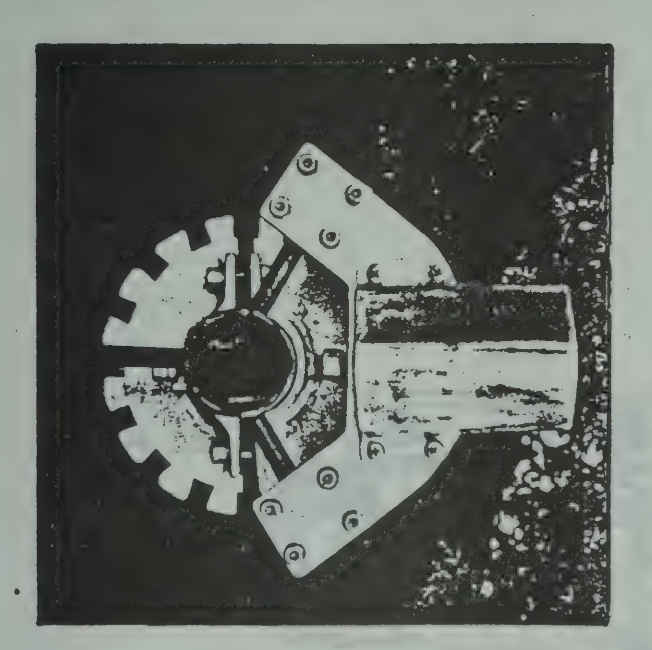


Seitenansicht



Montage-Einbauposition

000107



Draufsicht

Hinweis!

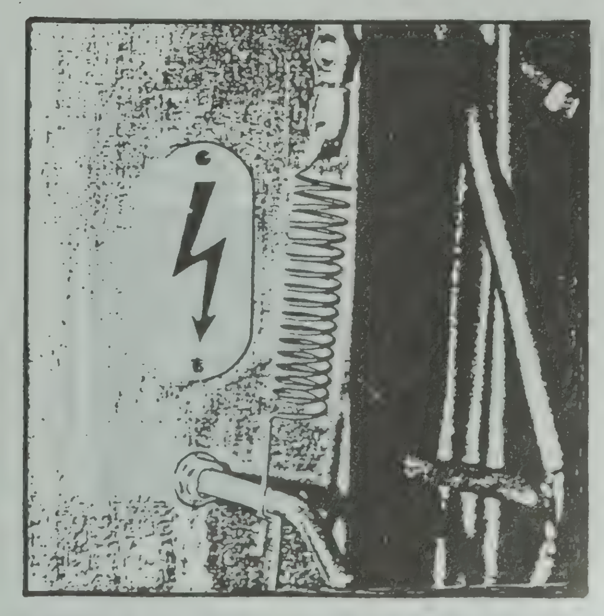
Gegen Korrisionsschutz-
alle Teile verzinken!

Rückhalte-Zugfeder für die
Klinkensperre.

(Blockieren und Entblockierung)



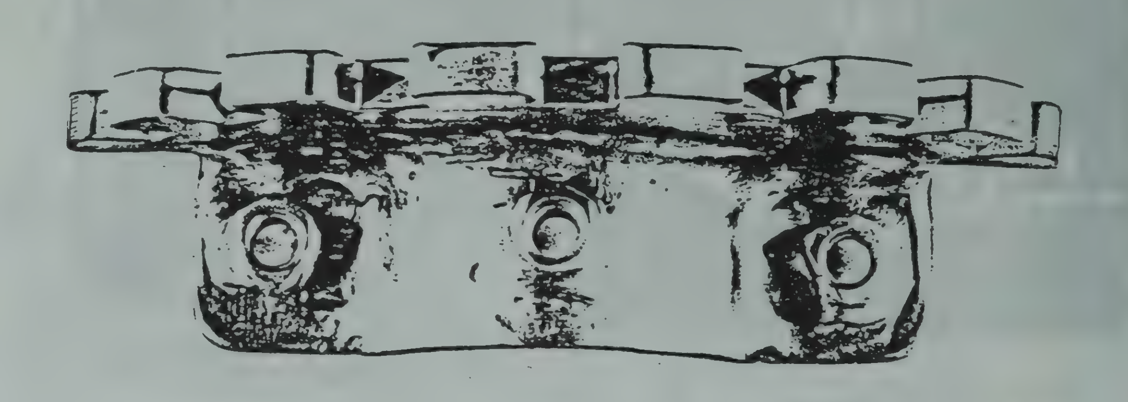
Ansicht von unten



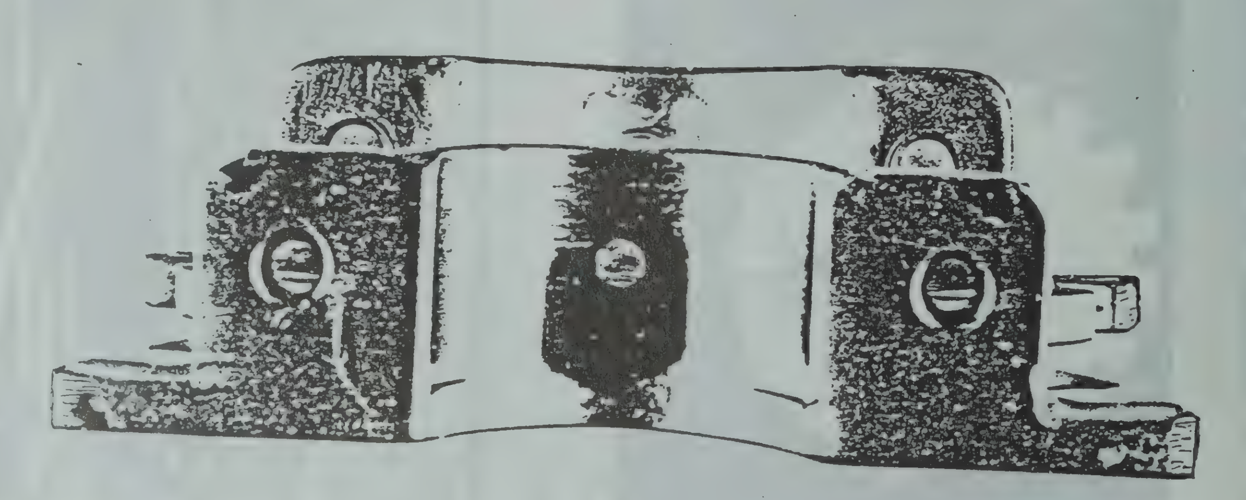
Mastkonsole-montierter Stehbolzen

000108 ZAHNSCHEIBE und Rohrflansch im zusammengeschweißten Zustand

Hierzu nähere Information im Referat!







Stückliste für Blockiereinrichtung

Zahnscheibe	1	St37.2	Bl. 6 x Ø160
Rohrflansch	2	"	Rohr 60 x 5 x 35
Montageplatte	1	"	Bl. 6 x 200 x 100
Winkelstücke	2	"	L 55 x 20 x4 x 40
Klinke	1	MS 58	Fl. 30 x 10 x 65
Montageschelle	2	UST 12.03	Bl. 1,5 x 40 x 65
Schutzhaube	1	" "	Bl. 0,5 x 160 x 100
Haltewinkel	1	St.37.2	L 65 x 40 x 4 x 60
Zugfeder	1		Ø 10, Lg.30 x 1

Schrauben, Muttern und Zubehör

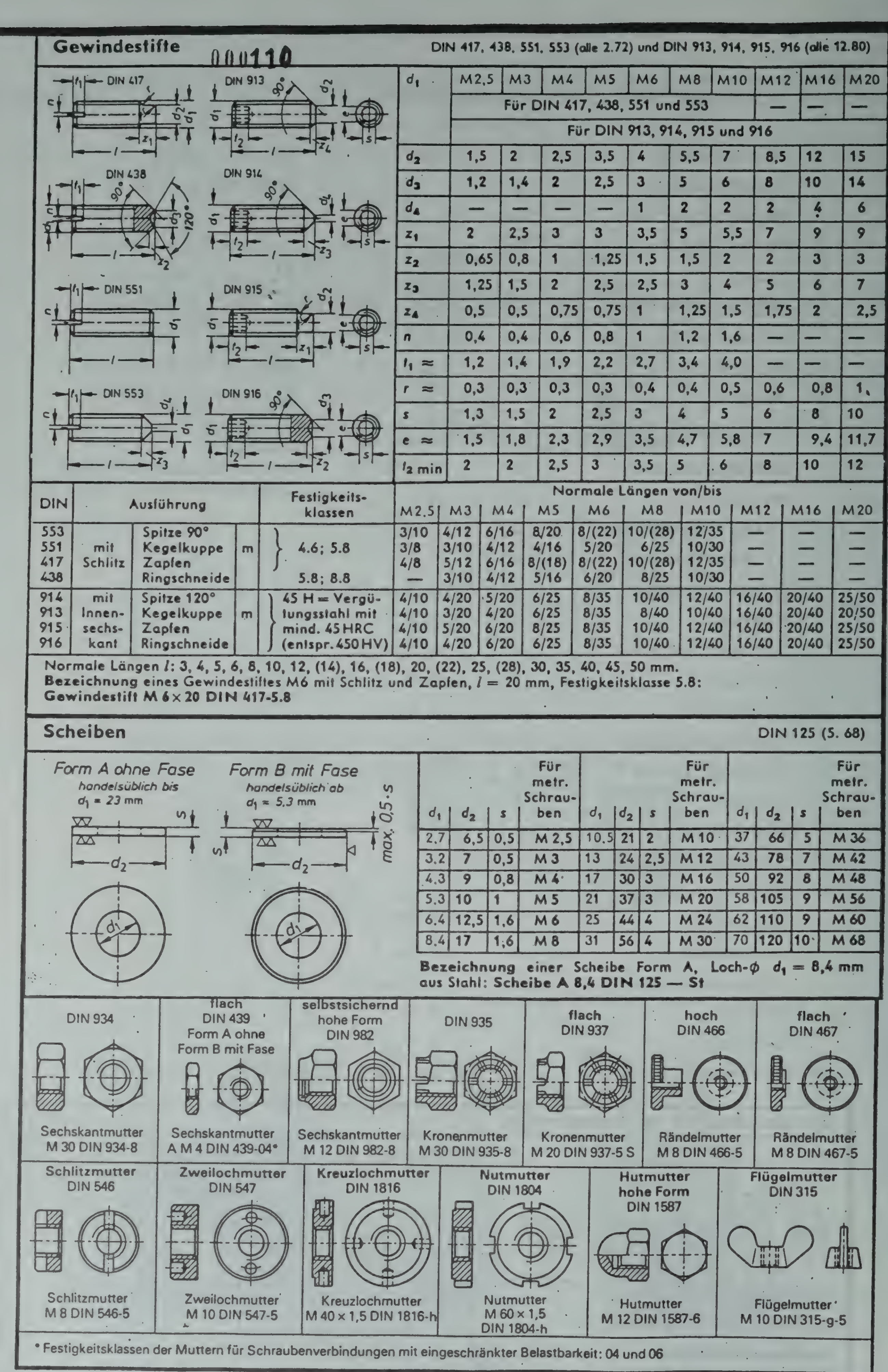
Inbusschraube	2	M 8 X 25	(Zylinderschraube mit Innensechskant DIN 912)
Mutter	2	M 8	
Unterlegscheibe	2	Ø 8,4	
Sicherungsring	2	"	
Inbusschraube	2	M 8 x 16	
Mutter	2	M 8	
Inbusschraube	12	M 5 x 15	
Mutter	12	M 5	
U-Scheibe	20	Ø 4,3	
Sicherungsring	20	"	
Inbusschraube	4	M 6 x 20	
Mutter	4	M 6	
U-Scheibe	4	Ø 6,4	
Sicherungsring	4	"	
Inbusschraube	1	M 10 x 35	
Mutter	1	M 10	
U-Scheibe	4	Ø 10,5	
Inbusschraube	1	M 6 x 75	
Mutter	1	M 6	
U-Scheibe	1	Ø 6,4	
Federscheiben	2	Nennmaß: 10,5 Innen Ø (gewölbt)	

Zylinderschrauben mit Innensechskant DIN 912 (9. 79)

d	M3	M4	M5	M6	M8 M8 x1	M10 M10 x1,25	M12 M12 x1,25	M16 M16 x1,5	M20 M20 x1,5	M24 M24 x2
b	Gewinde annähernd bis Kopf									
für l von	5	6	8	10	12	16	20	25	30	40
für l bis	20	25	25	30	35	40	45	55	65	80
b	18	20	22	24	28	32	36	44	52	60
für l von	25	30	30	35	40	45	50	60	70	90
für l bis	30	40	50	60	80	100	120	160	200	200
d_k	5,5	7	8,5	10	13	16	18	24	30	36
k	3	4	5	6	8	10	12	16	20	24
r	0,1	0,2	0,2	0,25	0,4	0,4	0,6	0,6	0,8	0,8
s	2,5	3	4	5	6	8	10	14	17	19
t	1,3	2	2,5	3	4	5	6	8	10	12

Ausführung: Produktklasse A
Festigkeitsklassen: 8.8; 10.9; 12.9
Bezeichnung einer Zylinderschraube mit Innensechskant

10



Gewindestifte

DIN 417, 438, 551, 553 (alle 2.72) und DIN 913, 914, 915, 916 (alle 12.80)

d_1	M2,5	M3	M4	M5	M6	M8	M10	M12	M16	M20
	Für DIN 417, 438, 551 und 553							—	—	—
	Für DIN 913, 914, 915 und 916									
d_2	1,5	2	2,5	3,5	4	5,5	7	8,5	12	15
d_3	1,2	1,4	2	2,5	3	5	6	8	10	14
d_4	—	—	—	—	1	2	2	2	4	6
z_1	2	2,5	3	3	3,5	5	5,5	7	9	9
z_2	0,65	0,8	1	1,25	1,5	1,5	2	2	3	3
z_3	1,25	1,5	2	2,5	2,5	3	4	5	6	7
z_4	0,5	0,5	0,75	0,75	1	1,25	1,5	1,75	2	2,5
n	0,4	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,6	—	—	—
$t_1 \approx$	1,2	1,4	1,9	2,2	2,7	3,4	4,0	—	—	—
$r \approx$	0,3	0,3	0,3	0,3	0,4	0,4	0,5	0,6	0,8	1
s	1,3	1,5	2	2,5	3	4	5	6	8	10
$e \approx$	1,5	1,8	2,3	2,9	3,5	4,7	5,8	7	9,4	11,7
$t_{2\,min}$	2	2	2,5	3	3,5	5	6	8	10	12

DIN	Ausführung			Festigkeits-klassen	Normale Längen von/bis M2,5	M3	M4	M5	M6	M8	M10	M12	M16	M20
553	mit Schlitz	Spitze 90°	m	4.6; 5.8	3/10	4/12	6/16	8/20	8/(22)	10/(28)	12/35	—	—	—
551		Kegelkuppe			3/8	3/10	4/12	4/16	5/20	6/25	10/30	—	—	—
417		Zapfen			4/8	5/12	6/16	8/(18)	8/(22)	10/(28)	12/35	—	—	—
438		Ringschneide		5.8; 8.8	—	3/10	4/12	5/16	6/20	8/25	10/30	—	—	—
914	mit Innen-sechs-kant	Spitze 120°	m	45 H = Vergütungsstahl mit mind. 45 HRC (entspr. 450 HV)	4/10	4/20	5/20	6/25	8/35	10/40	12/40	16/40	20/40	25/50
913		Kegelkuppe			4/10	3/20	4/20	6/25	8/35	8/40	10/40	16/40	20/40	20/50
915		Zapfen			4/10	5/20	6/20	8/25	8/35	10/40	12/40	16/40	20/40	25/50
916		Ringschneide			4/10	4/20	6/20	6/25	8/35	10/40	12/40	16/40	20/40	25/50

Normale Längen l: 3, 4, 5, 6, 8, 10, 12, (14), 16, (18), 20, (22), 25, (28), 30, 35, 40, 45, 50 mm.
Bezeichnung eines Gewindestiftes M6 mit Schlitz und Zapfen, l = 20 mm, Festigkeitsklasse 5.8:
Gewindestift M 6 × 20 DIN 417-5.8

Scheiben

DIN 125 (5. 68)

d_1	d_2	s	Für metr. Schrauben	d_1	d_2	s	Für metr. Schrauben	d_1	d_2	s	Für metr. Schrauben
2,7	6,5	0,5	M 2,5	10,5	21	2	M 10	37	66	5	M 36
3,2	7	0,5	M 3	13	24	2,5	M 12	43	78	7	M 42
4,3	9	0,8	M 4	17	30	3	M 16	50	92	8	M 48
5,3	10	1	M 5	21	37	3	M 20	58	105	9	M 56
6,4	12,5	1,6	M 6	25	44	4	M 24	62	110	9	M 60
8,4	17	1,6	M 8	31	56	4	M 30	70	120	10	M 68

Bezeichnung einer Scheibe Form A, Loch-ϕ d_1 = 8,4 mm aus Stahl: Scheibe A 8,4 DIN 125 — St

Sechskantmutter M 30 DIN 934-8
Sechskantmutter A M 4 DIN 439-04*
Sechskantmutter M 12 DIN 982-8
Kronenmutter M 30 DIN 935-8
Kronenmutter M 20 DIN 937-5 S
Rändelmutter M 8 DIN 466-5
Rändelmutter M 8 DIN 467-5

Schlitzmutter M 8 DIN 546-5
Zweilochmutter M 10 DIN 547-5
Kreuzlochmutter M 40 × 1,5 DIN 1816-h
Nutmutter M 60 × 1,5 DIN 1804-h
Hutmutter M 12 DIN 1587-6
Flügelmutter M 10 DIN 315-g-5

* Festigkeitsklassen der Muttern für Schraubenverbindungen mit eingeschränkter Belastbarkeit: 04 und 06

Fortschrittliche Packet-Kommunikation

Von: Sigi Kluger DL1MEN

Neulinge in der Betriebsart Packet Radio steigen meist auf eine von zwei Arten ein, entweder mit einem Commodore C64 mit Modem und Digicom, oder mit einem der vielen anderen Rechner, einem TNC und einem Telefonmodemprogramm. Letzterer Art war auch mein Einstieg in PR.

Wie fast jeder der auf diese Art und Weise anfängt hatte ich ein relativ komfortables Programm für Telefonmodems, einen IBM PC und einen TNC mit TAPR Firmware. Es ist im Nachhinein nur schwer vorstellbar, daß man sich mit sowenig Komfort zufriedengeben kann, aber als Anfänger weiß man halt noch nicht was es so alles geben kann.

Eine merkliche Verbesserung brachte dann ein Programm Namens Turbo-Packet, das mir ein befreundeter OM zusammen mit einem WA8DED-EPROM zur Verfügung stellte. Endlich war es möglich, QSO zu fahren und gleichzeitig zu sehen was alles so auf der Frequenz los war, ohne ein heilloses Durcheinander auf dem Bildschirm zu haben.

Allerdings ließ auch das noch zu wünschen übrig - wer ist schon mit etwas zufrieden heutzutage - und ein Mangel an Pascal-Kenntnissen setzte meinem Drang das Programm zu erweitern ein jähes Ende. Gleichzeitig war das die Geburtsstunde eines neuen Programms mit dem Namen **SKP**, später abgekürzt auf **SP**.

SP ist ab diesem Zeitpunkt kontinuierlich mit meinen Ansprüchen und, später, mit den Ansprüchen der Benutzer gewachsen und hat derzeit einen Stand erreicht der nur noch wenige Wünsche offenläßt.

Sicherlich wird SP in seiner heutigen Form in 3 oder 4 Jahren ebenso mitleidig belächelt werden wie heute die Telefonmodemprogramme die für Packet nicht tauglich sind, aber derzeit stellt es einen Stand der Softwaretechnik dar der seinesgleichen sucht.

Vor einem ausgedehnten Ausflug in die Eigenschaften (computerdeutsch *Features*) von SP möchte ich nicht zu erwähnen vergessen, daß es eine Reihe ebenbürtiger Alternativen gibt, Allen voran BayCom und Superkiss.

SP - der Name ist keine Abkürzung, wie oft vermutet, von SuperPacket, sondern es bedeutet ganz simpel *Sigi's Packet*. Hier alle Features von SP einfach aufzuzählen würde nicht nur den Rahmen dieses Vortrags sprengen, es würde denselben zu einem schnellen Herunterrasseln von Text degradieren. Aus diesem Grund gehe ich bewußt nur auf die dem Titel gerecht werdenden Features ein, um anschließend Fragen zu beantworten und Ratschläge für den praktischen Betrieb zu erteilen.

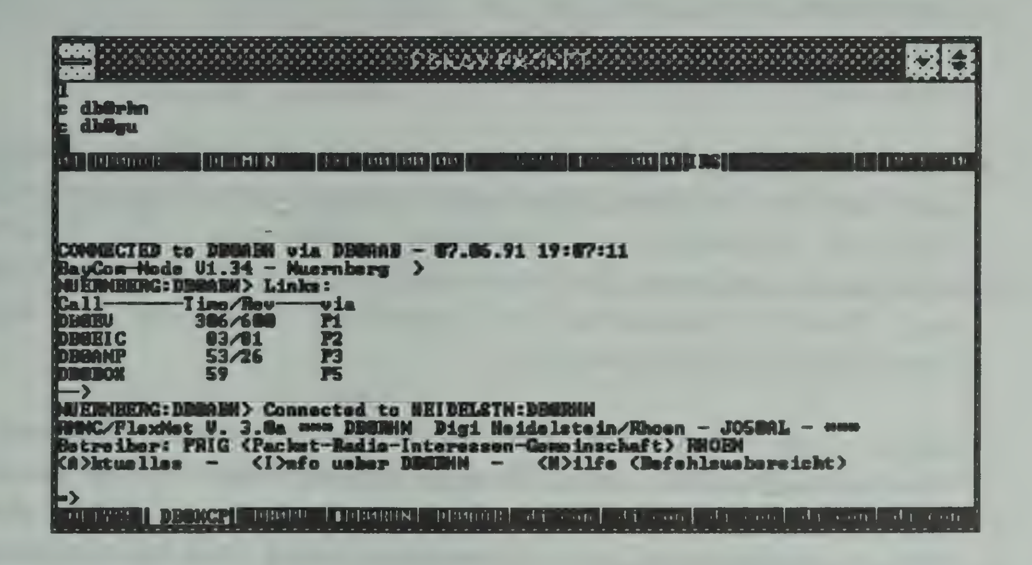
SP ist ein Packet Radio Steuerprogramm das auf Atari ST und IBM PC läuft, eine Portierung auf den Amiga habe ich nach reiflicher Überlegung aufgegeben. Mit SP ist es möglich, bis zu vier TNCs gleichzeitig anzusprechen, unter gewissen Voraussetzungen auch mehr. Insgesamt stehen 40 Kanäle zur Verfügung plus ein Monitorkanal. Jeder Kanal kann dazu benutzt werden, die Monitordaten eines TNC anzuzeigen oder ein QSO zwischen zwei Stationen mitzuschneiden.

Zum optimalen Betrieb von SP wird ein IBM AT mit 80386 oder 80486 und 4MB RAM benötigt, mehr RAM falls man Windows 3.0 benutzt. SP läuft natürlich auch auf einem IBM XT mit 4,77 MHz 8088, allerdings etwas langsam und man kann nicht alle Features ausnutzen. Weiterhin ist mindestens ein TNC2 mit WA8DED Firmware notwendig. Die IBM-Version von SP unterstützt außerdem den **PC*Packet Adapter** von **DRSI**, sowie über ein Anpassungsprogramm jeden KISS-fähigen TNC.

SP präsentiert im Betrieb einen dreigeteilten Bildschirm, die beiden Trennzeilen werden zur Anzeige verschiedener Statusinformationen benutzt. Das obere Fenster ist das Vorschreibfenster, in dem ein kleiner, EMACS-ähnlicher Texteditor seinen Dienst versieht. Die obere Statuszeile ist per Konfiguration einstellbar um das Vorschreibfenster in der Größe zu variieren, sie kann auch kurzzeitig verschoben werden. Das Empfangsfenster liegt zwischen den beiden Statuszeilen und dort wird der empfangene Text angezeigt. Bei eingeschalteter Echofunktion werden im Vorschreibfenster eingegebene Daten beim Aussenden auch im Empfangsfenster angezeigt. Die untere Statuszeile ist im Betrieb

jederzeit verschiebbar, die Verschiebung wirkt sich je nach Konfiguration entweder nur auf den ausgewählten Kanal oder auf alle Kanäle aus. Nach der unteren Statuszeile folgt das Monitorfenster, welches auch durch vollständiges Herunterziehen der Trennzeile ganz geschlossen werden kann. Somit ist es möglich, gleichzeitig Enpfangsdaten und Monitordaten zu lesen. Das Monitorfenster kann mittels Funktionstaste ganz geöffnet werden.

Die folgende Abbildung zeigt einen typischen SP-Bildschirm, aufgenommen unter Windows 3.0.



Im Empfangsfenster eintreffende Daten können auf Disk gespeichert oder gedruckt werden. Weggescrollte Zeilen können zurückgeholt werden - der Rückholspeicher ist auf dem IBM bis zu 409 Zeilen lang, 9999 Zeilen auf dem Atari ST. Auf dem IBM PC kann dieser Speicher auf eine RAM-Disk ausgelagert werden um wertvollen Hauptspeicher zu sparen. Somit ist es unter MS-DOS 5.0 möglich, mit 40 Kanälen zu je 409 Zeilen Rückholspeicher noch ausreichend Hauptspeicher frei zu haben um ohne SP verlassen zu müssen einen Texteditor oder andere kleinere Programme zu starten. Zusätzlich kann eine Overlayversion verwendet werden, die weitere 64k Speicher spart.

Selbstverständlich kann SP fernbedient werden, viele wichtige Funktionen sind fernsteuerbar, passwortgeschützt stehen zudem einige Spezialfunktionen zur Verfügung. Apropos Passwort: SYSOPs von DieBox, FlexNet und TheNet werden mit automatischen Passwortroutinen unterstützt.

Beim Auslesen von Nachrichten aus DieBox-Systemen stehen dem benutzer auch umfangreiche Möglichkeiten zur Verfügung. So ist ein *READ-Generator* eingebaut, mit dem man die Checkliste der Box bearbeiten und READ-Befehle erzeugen und aussenden kann. Zur Frequenzentlastung während der Hauptverkehrszeiten ist es möglich, per Zeitsteuerung eine Mailbox zu connecten, vorgegebene Befehle auszuführen und zu disconnecten.

Für Benutzer in FlexNet-Regionen ist ein abschaltbarer Pfadfinder eingebaut, der aufgrund mitgehörter Verbindungen Pfade konstruieren und dem Autorouter zur Verfügung stellen kann. Der Autorouter selbst basiert auf einer Pfadliste in Textform, die den Weg von Punkt A nach Punkt B beschreibt. Die Verbindung kann dann per simplen Tastendruck aufgebaut werden.

Neben dem Pfadfinder sind noch einige andere Routinen im Monitorkanal aktiv, so zum Beispiel die MH-Liste die an die Multi-Monitor-Routine Informationen liefert mit denen man individuelle QSOs mitmonitoren kann, und zwar beidseitig. Dies kann, wenn man es richtig benutzt, gewaltig zur Frequenzentlastung beitragen. Es ist zum Beispiel möglich, eine von vielen Verbindungen zum nächsten DX-Cluster zu monitoren. Ohne den Cluster selbst connecten zu müssen kommt man so durch bloße gezielte Überwachung zu seinen DX-Meldungen. Die Überwachung kann so eingestellt werden, daß automatisch ein neues QSO gesucht wird wenn die überwachte Gegenstation disconnectet.

Ebendiese Überwachung ermöglicht zum Beispiel einen Alarm wenn jemand ein UI-Frame an CQ aussendet; man bekommt somit jeden CQ-Ruf mit (aber wehe, wenn der lokale Knoten eine Bake an CQ sendet!) Oder, man kann einen Alarm erklingen lassen, wenn ein voreingestelltes Rufzeichen gehört wird. Zu letzterem eine Insider-Information die an anderer Stelle von mir vorläufig nicht veröffentlicht wird:

Der Escape-Befehl **QRV** dient, wie man aus dem Handbuch entnehmen kann dazu, Stationen zu definieren die einen Alarm auslösen wenn sie gehört werden. Dies passiert genau zu dem Zeitpunkt, an dem diese Station einen I-Frame aussendet. Der Befehl dafür lautet zum Beispiel:

```
ESC QRV DL1MEN
```

und jedes Mal wenn **DL1MEN** gehört wird klingelt SP und ein Meldungsfenster erscheint für einige Sekunden.

Nun gibt es eine Variante dieses Befehls die bis heute undokumentiert ist:

```
ESC QRV DL1MEN,C
```

Dieser Befehl bewirkt nun, daß beim ersten Empfang eines I-Frames von DL1MEN SP einen Connect auslöst! Dies wird mit Sicherheit natürlich nur dann Erfolg haben wenn der Connect direkt ist oder der Connect über einen reinen, umkehrbaren FlexNet-Pfad kommt. Es wird auch nur ein einziger Versuch gemacht.

Wie anhand der Abbildung zu erkennen läuft SP auch als DOS-Programm unter Windows 3.0, sollte allerdings nur im **386enh** Modus betrieben werden. Mit den richtigen Parametereinstellungen (z.B. anhand der mitgelieferten **SP.PIF**) ist ein problemloser Betrieb auch im Hintergrund möglich.

Zum Schluß noch ein Ausblick auf die Zukunft:

Im November 1991 wird abzusehen sein, inwieweit IBM sich mit OS/2 Version 2.0 durchsetzen wird. Sobald ein geeigneter C-Compiler verfügbar ist werde ich mich an eine Portierung wagen. In einem 32-Bit Betriebssystem werden ich die mir wichtigsten Funktionen endlich ausbauen und erweitern können ohne ständig die magische 640k-Grenze vor Augen haben zu müssen.

[Der Rest des Vortrages besteht aus einer Frage- und Antwort-Session über die Installation und den praktischen Betrieb von SP]

HANDFUNKGERÄTE / MOBILFUNKGERÄTE

EINE GEFAHR !/?

HF-Einflüsse & Auswirkungen auf den menschlichen Körper

Gerhard LAHR , DB 6 FH , Lerchenweg 3 , W-6090 Rüsselsheim/Main

INHALTSÜBERSICHT :

VORWORT

In den letzten Monaten erschienen immer wieder Veröffentlichungen und Artikel in Tageszeitungen und Fachzeitschriften in denen über eventuelle gesundheitliche Schädigungen von Mobilfunkgeräte-Nutzern durch elektromagnetische Wellen berichtet wird.
Da in den oben genannten Berichten zwar von Geräten für die öffentlichen Mobilfunknetze die Rede ist, die Auswirkungen von abgestrahlten Hochfrequenzleistungen jedoch auch uns Funkamateure angeht, habe ich mich mit dem Thema etwas eingehender auseinandergesetzt. Hierbei sind eine Menge Fragen aufgetaucht die sich nicht so ohne weiteres eindeutig beantworten lassen - zumal es nicht besonders einfach gewesen ist an Unterlagen heranzukommen, denn etliche Vorschriften über diesen Sektor sind Verschlußsache ! Warum eigentlich ? Das vorliegende Skriptum kann deshalb nicht ein allumfassendes Werk sein, bestenfalls der Versuch zu eigenen Gedanken und Untersuchungen anzuregen und nicht vorbehaltlos selbstgekaufte Geräte zu konsumieren.

1. ALLGEMEINE ZUZSMMANHÄNGE :

VORSICHT ! STARKE HOCHFREQUENZ- UND MIKROWELLENSTRAHLUNG !

Dieses Achtungsschild findet sich in Sendefunkstellen der Post, denn starke HF-Felder verursachen beim Menschen irreversible Schäden. So können bei längerem Bestrahlungen der Augen Linsentrübungen auftreten. In einen Hohlleiter sollte man deshalb nicht hineinsehen solange der Oszillator in Betrieb ist - ein Gunoszillator mit 100 mW hat bei einem Querschnitt von 1 x 2 cm (WG 16) eine Leistungsdichte* von 50 mW / cm² ! Die max. Belastbarkeitsgrenze liegt im Westen bei 10 mW/cm² ! (UdSSR S_{max} = 10 µW/cm² !!!).

Was ist aber mit unseren ach so beliebten Handfunksprechgeräten ? Hier halten wir uns die HF-Strahlung unmittelbar ins Gesichtsfeld oder vors Auge !! - Geräte neuester Bauart besitzen Ausgangsleistungen von mehr als 5 Watt ! Sicher ein wenig Abstand ist immer noch zwischen OM und Gummiwendelantenne (hoffentlich). Allerdings kommt es bei der Wechselwirkung der Strahlung mit biologischen Systemen zu Reflektion, Streuung , Beugung, Transmission und Absorption. Dadurch können innerhalb und außerhalb des OM's komplizierte Feldzustände entstehen. Brillengestelle, Zahnplomben oder Zähne der 3. Generation mit Metallplatten tun da ein übriges. Die absorbierte Energie wird meist in Wärme umgewandelt. Die Hauptursache für die Energieabsorption ist das in biologischen Substanzen überwiegend enthaltene Wasser. Zur nähereren Beurteilung müssen dabei die Frequenz und die Leistung als Parameter herangezogen werden.

Wie ist das mit den Mobilfunkgeräten ?

Sind diese im Fonds des Wagens eingebaut und die PA ist ins Gerät integriert (vgl. Abb. 1), so kann das Gehäuse bei unvollständiger Abschirmung (näheres während des Vortrages) unerlaubt hohe HF-Pegel, auch im Oberwellenbereich abstrahlen.*2 Ebenso von Bedeutung sind die Steckverbindungen und natürlich deren Verarbeitung sowie die Kabel (Schirmungsmaß) und deren Verlegung im Fahrzeuginnenraum. Außerhalb des Fahrzeuges ist die Montage der Antenne wichtig und hierbei auch die sachgerechte Anbringung (Masseverbindung) des Fußes. Haben Sie eigentlich schon einmal an einer Verkehrsampel als Radfaher oder Fußgänger neben einem mobilen aktiven OM gestanden ? Und das bei neuester Geräteausstattung mit Ausgangsleistungen im HF-Bereich von Grössenordnungen von > 50 Watt !! Viel Spaß ! ?

---

* Leistungsflußdichte $\vec{S}$ in Watt/m² oder mW/cm²

*2 Hierzu gibt es eindeutige CEPT-Zulassungsbedingungen für Mobilfunkgeräte im kommerziellen Bereich

2. GESETZLICHE UND TECHNISCHE VORSCHRIFTEN :

Für die maximale Belastbarkeit von Menschen in HF-Strahlungsfeldern gibt es, wie vorher schon angedeutet Vorschriften.
Im nationalen Rahmen sind hierfür die DIN, ARD, FTZ und VDE, sowie das Institut für Strahlenhygiene des Bundesgesundheitsamtes zuständig. Bei eingehender Betrachtung ergibt sich ein max. Pegel von $\vec{S}$ = 10 mW/cm². Allerdings ist dieser Wert stark umstritten - es gibt Naturwissenschaftler, Ingenieure und Biomediziner denen 10 mW/cm² viel zu niedrig ist und umgekehrt auch Verfechter der Gegenseite die für einen wesentlich niedrigeren Wert als max. Obergrenze plädieren.

International sieht es noch verwirrender aus (vgl. Tabelle 1!). Die UDSSR sieht einen HF-Strahlungswert von max. $\vec{S}$ = 10 µW/cm² vor. Das gleiche gilt für alle anderen osteuropäischen Staaten. Der Grund ist wohl in den, während der 50iger Jahren vorgekommenen verheerenden Unfällen im Zusammenhang mit HF-Strahlungen, sowohl in Industriebetrieben, als auch in militärischen Betriebsstellen zu sehen.

Worauf eine ausgedehnte Grundlagenforschung einsetzte - das schlägt sich bis heute noch in den Literaturangaben der Fachwelt nieder, mehrheitlich werden russische und polnische Veröffentlichungen aufgezählt - erst einige Jahre später kamen amerikanische und insbesondere australische Forschungsergebnisse hinzu. Auch neueste Publikationen zeugen von erheblichem Nachholbedarf! Der vor knapp 10 Jahren festgelegte ANSI-Standard*, an den der bundesrepublikanische stark angelehnt worden ist, wackelt derzeit beträchtlich, wie ein Symposium im Frühjahr diese Jahres belegt. Die Arbeitsgruppe zur Neufestsetzung möchte jedoch noch einige in Auftrag gegebene Forschungsergebnisse abwarten. Aber der zu erwartende neue max. zumutbare HF-Strahlungspegel dürfte sich vermutlich dem russischen stark annähern, was selbstverständlich nicht im Interesse der Industrie (D-Netz-Betreiber & Co) liegt und worauf eine Gegenkampagne einsetzte (Tatsachen schaffen !).

Das hat selbstredend natürlich auch Auswirkungen auf unsere Amateurfunkgeräte und uns ! Welchen max. Strahlungspegel sich derzeit jeder selbst zumutet muß er eigenständig entscheiden, aber die Werte in der Tabelle sollten zu denken geben ! Ebenso die evtl. gesundheitlchen Folgen !!

---

* ANSI = Amerikanische DIN

TABELLE 1 :

EINIGE NATIONALE UND INTERNATIONALE GRENZWERTE FÜR DIE EXPOSITION DURCH HOCHFREQUENZSTRAHLUNG

Country	Freq (f) (MHz)	Exposure Limits		
		V/m	A/m	mW/cm²
INTERNATIONAL	0.1 – 1	614	1,6/f	–
IRPA/INIRC	> 1 – 10	614/f	1,6/f	–
(1988) Occupational	> 10 – 400	61	0,16	1
	> 400 – 2000	$3f^{1/2}$	$0,008f^{1/2}$	f/400
	> 2000 – 300000	137	0,36	5
Public	0.1 – 1	87	$0,23/f^{1/2}$	–
	> 1 – 10	$87/f^{1/2}$	$0,23^{1/2}$	–
	> 10 – 400	27,5	0,073	0.2
	> 400 – 2000	$1.375/f^{1/2}$	$0.004f^{1/2}$	f/2000
	> 2000 – 300000	61	0,16	1
USA (ANSI, 1982)	0.3 – 3	632	1.6	100
Occupational	3 – 30	1897/f	4,74/f	30/f
& Public	30 – 300	63,2	0,16	1,0
	300 – 1500	$3,65f^{1/2}$	$0,0091/f^{1/2}$	f/300
	1500 – 100000	141	0.35	5,0
F. R. GERMANY	0.01 – 0.03	2000	500	
(FRG, 1984)	> 0.03 – 2	1500	7,5/f	–
Occupational & Public	> 2 – 30	3000/f	7,5/f	–
	> 30 – 3000	400	0,25	2.5
	> 3000 – 12000	$1,83f^{1/2}$	$0,0046f^{1/2}$	0.0008f
	> 12000 – 300000	200	0,5	10
USSR (1984)	0.03 – 0,3	25		–
Public	0.3 – 3	15	–	–
	3 – 30	10	–	–
	30 – 300	3	–	–
	300 – 300000	–	–	0.01
USSR	0.06 – 3	50	5 (to 1,5 MHz)	–
[illegible]76, 1983)	3 – 30	20	–	–
Occupational	30 – 50	10	0,3	–
	50 – 300	5	0,15	–
	300 – 300000	–	–	0.2/f
AUSTRALIA	0.3 – 9.5	194	0.51	10
(1985)	> 9.5 – 30	1841/f	4.9/f	$900/f^2$
Occupational A	> 30 – 300000	61	0.16	1
Occupational B	0.3 – 3	614	1.6	100
	> 3 – 30	1841/f	4.9/f	$900/f^2$
	> 30 – 300000	61	0.16	1
Public	0.3 – 9.5	86.8	0.23	2
	> 9.5 – 30	825/f	2.19/f	$180/f^2$
	> 30 – 300000	27.5	0.073	0.2

3. GESUNDHEITLICHE BEEINTRÄCHTIGUNGEN VON HF-STRAHLUNG AUF DEN MENSCHLICHEN KÖRPER :

Wichtiger HINWEIS : Die nachfolgenden aufgelisteten Schädigungen von Menschen durch HF-Einwirkungen, sind soweit bekannt nicht, ich wiederhole es nochmals nicht von Handfunkgeräten bzw. Mobilfunkgeräten im Amateurfunkbereich verursacht worden !

Bei Schäden die Menschen durch HF-Strahlung erhalten können muß man unterscheiden, zwischen unmittelbaren und solchen, die durch Langzeiteinwirkungen in kleinen Dosierungen entstanden sind. Ferner ergeben sich Unterschiede in den verschiedenen Situationen und Umständen und natürlich auch in den ungleichen körperlichen Konditionen. Aufgrund aller dieser Tatsachen fällt es natürlich schwer einheitliche Sicherheitsregeln aufzustellen.

Besonders empfindlich auf Hochfrequenzstrahlung reagieren die Augen, ebenso die Genteile und das Gehirn beim Menschen und auch bei anderen Säugetieren.

Hierbei kann es bei starker Strahlung zu folgenden Schädigungen kommen :

- Einseitiger Grauer Star (HF-Version - unterscheidet sich vom biologischen im Aufbau !)
- Linsentrübungen
- Blue / Red - Viewing (wird während des Vortrages erklärt!)
- Krebsrisikoanstieg
- Fälle von zeitweiser oder auch teilweiser Veränderung der Persönlichkeitsstruktur
- Ausbreitung von Veränderungen bei der Fortpflanzung (sinkende Fruchtbarkeit, Sterilität, Anstieg der Zahl von Mädchengeburten, Chromosomenveränderungen die sich mitunter erst in der nächsten oder übernächsten Generation bemerkbar machen, ...)
- Anstieg der Zahl von Fehlgeburten und Mißbildungen bei Neugeborenen
- Senkung der Lebenserwartung von Kindern die während der Schwangerschaft im Mutterleib Mikrowellen ausgesetzt waren
- Herzerkrankungen und Bluthochdruckerkrankungen mir unerklärlichen Ursachen (Frequenz- und HF-Pegel abhängig)

  Der Mensch ist zwar Wärme/Kälte-empfindlich besitzt aber für die sogenannten technischen Frequenzbereiche keine körpereigene Sensorik und bemerkt deshalb HF-Strahlung erst dann wenn sie Wärme verursacht, dann kann es aber schon wesentlich zu spät sein und irreversible Schäden entstanden sein !

4. SCHLUßFOLGERUNGEN ZUR HANDHABUNG UND NUTZUNG VON PORTABLEN UND MOBILEN FUNKGERÄTEN :

Zieht man aus dem Vorausstehenden gezielt und bewußt die Konsequenz, so heißt das nicht etwa der Verzicht auf portablen und mobilen Amateurfunksendebetrieb oder gar die Aufgabe unseres Hobby's, sondern bedachter Umgang mit HF- und Mikrowellengeräten. Analog zu den bestehenden Sicherheitsregeln in der Elektrotechnik für den Umgang mit elektrischem Strom und elektrischen Anlagen existieren zwar noch keine weitgehenden ähnlichen Regeln und Vorschriften für die HF-Technik, aber diese sollte man so zusammenstellen, zumindestens für den Amateurfunk ! :

- Niemals vor oder in unmittelbare Nähe einer Sendeantenne stellen (gilt auch für Zimmer-, bzw. Parabolantennen)
- Niemals in Hohlleiter reinsehen an denen ein laufender Generator angeschlossen ist, auch nicht bei kleinen Leistungen !
- Handfunkgeräte in Gesichtsnähe nur mit Leistungen < 1/2W betreiben, ansonsten mit abgesetztem Mikro arbeiten
- Mit Handfunksprechgeräte nicht in geschlossen Räumen senden, schon gar nicht im Auto oder in Aufzügen
- Auf Kompromißantennen an Handfunksprechgeräten verzichten
- Bei mobilem Betrieb doppelt abgeschirmtes Kabel verlegen - verbessert die Abschirmung und die Anpassung
- Gute Steckverbindungen im Shack und auch sonst verwenden
- Mobilfunk-HF-PA's möglichst abgesetzt installieren
- In laufende Hochleistungs-HF-Verstärker nicht hineinfassen und schon gar nicht hineinsehen
- **Max. Grenzwert für HF-Strahlung $\vec{S}$ = 10 mW / cm² unbedingt beachten, besser weit darunter bleiben, notfalls nachmessen**
- Eigene Konstruktionen von PA's gut abschirmen und auch auf ausreichende Oberwellenunterdrückung achten, nach Möglichkeit besser als derzeitige Vorschriften es fordern !

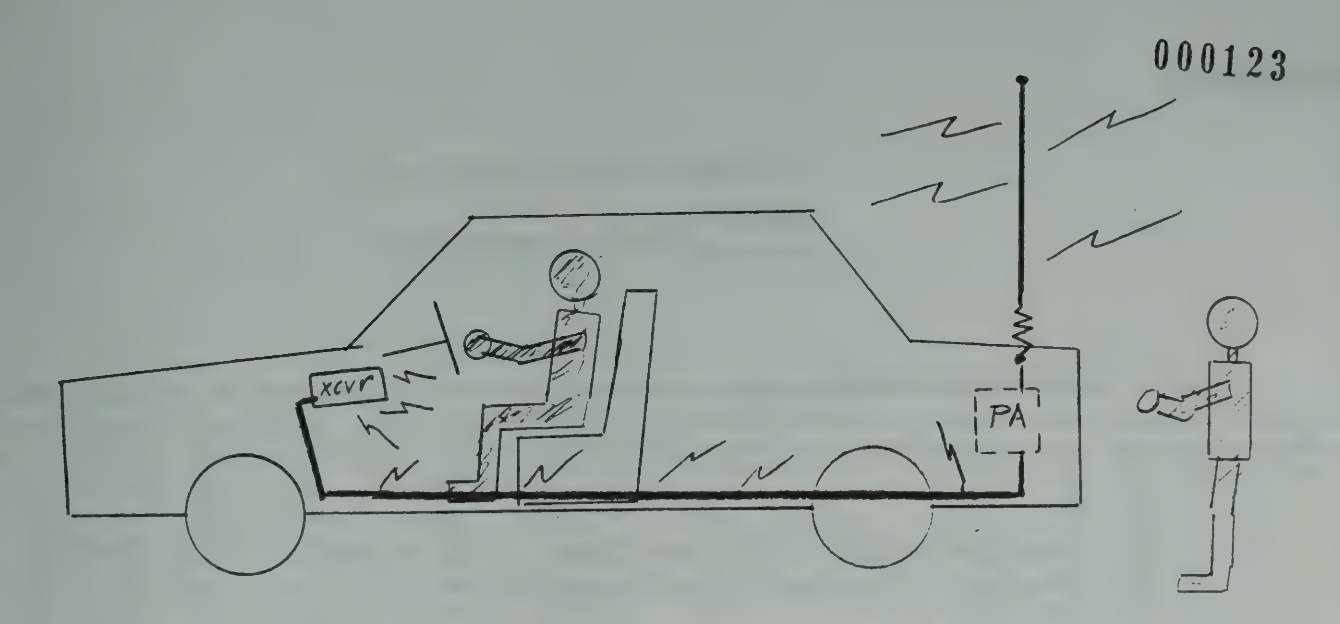


Abb. 1 : HF - Strahlungen im Mobilbetrieb

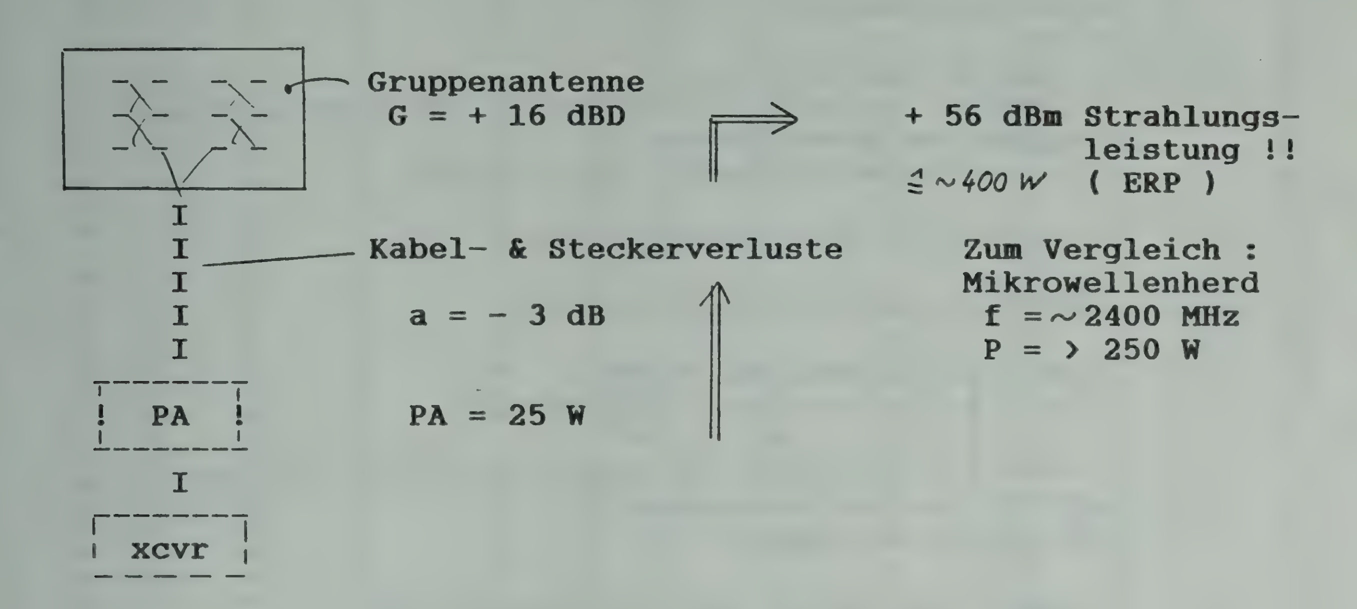


Abb. 2 : HF - Leistungspegel bei portablem Sendebetrieb
(Beispiel für 13 cm)

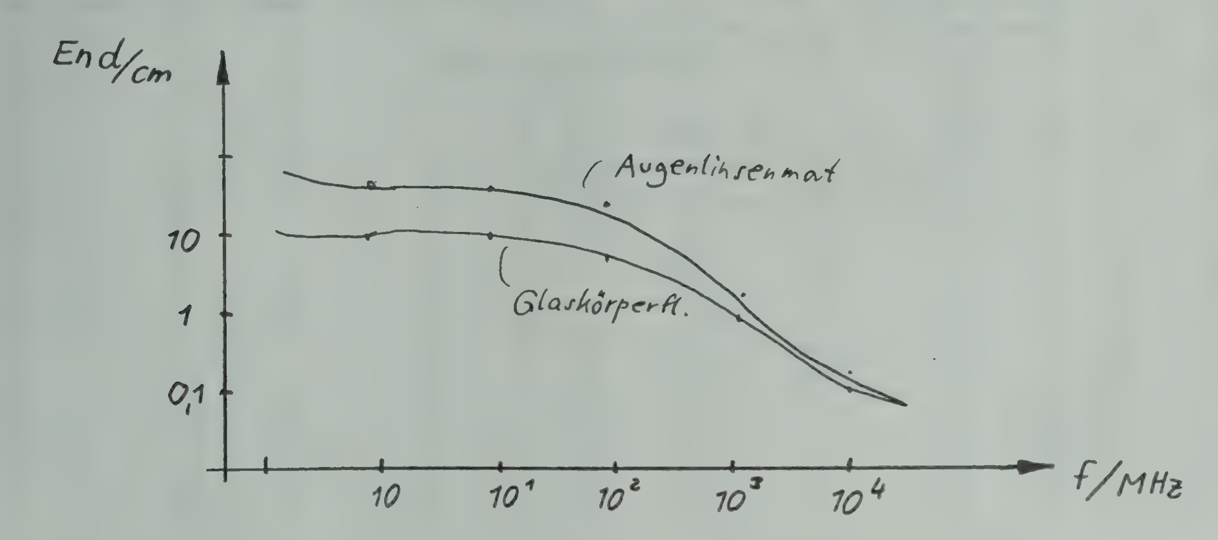


Abb. 3 : Eindringtiefen in Augenlinsenmaterial und Glaskörperflüssigkeit in Abhängigkeit von der Frequenz

ANHANG :

Literaturhinweise

[1] Paul Brodeur : Mikrowellen - die verheimlichte Gefahr
Augustus Verlag , Augsburg 1989

[2] Jürgen H. Bernhardt : Hochfrequenzfelder
Institut für Strahlenhygiene des Bundesgesundheitsamtes,
Neuherberg/Bayern 1989

[3] C.Gabriel und E.H.Grant :
Biological Effects of Microwaves and Radiowaves at
Frequencies above 10 MHz
Mikrowellen & HF-Magazin Vol.17/1991

[4] Vorschriften von ARD,VDE,DIN und FTZ

[5] Funkschau Heft 12/ München 1991

[6] LAHR's Labor Notizen 85/88
Eigene Aufzeichnungen und Messungen

[7] H.Bensch : Portable und Mobile Antennen für die
VHF/UHF-Amateurfunkbänder
UKW-Tagung Weinheim 1989

[8] Richard Auerbach : Amateurfunkantennen
Franzis-Verlag, München 1977

[9] Wolf Dieter Schleifer : Hochfrequenz- und Mikrowellen-
Meßtechnik in der Praxis
Hürthig Verlag, Heidelberg 1980

[10] DJ 5 ZC, DD 2 ZI, DB 6 FH
Praktikum für Funkamateure
OV-F 16 Rüsselsheim 1980

PEGELUMRECHNUNGSTABELLE

(bezogen auf Z = 50 Ω)

dB uV	dBV	VOLTAGE	POWER	dBm	dB uV	dBV	VOLTAGE	POWER	dBm	dB uV	dBV	VOLTAGE	POWER	dBm
- 20	-140	0.1 µV	200 aW	-127	44	- 76	160 µV	500 pW	- 63	108	- 12	255 mV	1.25 mW	1
- 19	-139	0.115	250	-126	45	- 75	180	630	- 62	109	- 11	280	1.6	2
- 18	-138	0.125	320	-125	46	- 74	200	800	- 61	110	- 10	315	2.0	3
- 17	-137	0.140	400	-124	47	- 73	225	1 nW	- 60	111	- 09	355	2.5	4
- 16	-136	0.160	500	-123	48	- 72	255	1.25	- 59	112	- 08	400	3.2	5
- 15	-135	0.180	630	-122	49	- 71	280	1.6	- 58	113	- 07	450	4.0	6
- 14	-134	0.2	800	-121	50	- 70	315	2.0	- 57	114	- 06	505	5.0	7
- 13	-133	0.225	1 fW	-120	51	- 69	355	2.5	- 56	115	- 05	565	6.3	8
- 12	-132	0.255	1.25	-119	52	- 68	400	3.2	- 55	116	- 04	640	8.0	9
- 11	-131	0.280	1.6	-118	53	- 67	450	4.0	- 54	117	- 03	710	10 mW	10
- 10	-130	0.315	2.0	-117	54	- 66	505	5.0	- 53	118	- 02	810	12.5	11
- 09	-129	0.355	2.5	-116	55	- 65	565	6.3	- 52	119	- 01	900	16	12
- 08	-128	0.4	3.2	-115	56	- 64	640	8.0	- 51	120	- 00	1 V	20	13
- 07	-127	0.450	4.0	-114	57	- 63	710	10 nW	- 50	121	1	1.15	25	14
- 06	-126	0.505	5.0	-113	58	- 62	810	12.5	- 49	122	2	1.25	32	15
- 05	-125	0.565	6.3	-112	59	- 61	900	16	- 48	123	3	1.4	40	16
- 04	-124	0.640	8.0	-111	60	- 60	1 mV	20	- 47	124	4	1.6	50	17
- 03	-123	0.710	10 fW	-110	61	- 59	1.15	25	- 46	125	5	1.8	63	18
- 02	-122	0.810	12.5	-109	62	- 58	1.25	32	- 45	126	6	2.0	80	19
- 01	-121	0.900	16	-108	63	- 57	1.4	40	- 44	127	7	2.25	100 mW	20
- 00	-120	1 µV	20	-107	64	- 56	1.6	50	- 43	128	8	2.55	125	21
1	-119	1.15	25	-106	65	- 55	1.8	63	- 42	129	9	2.8	160	22
2	-118	1.25	32	-105	66	- 54	2.0	80	- 41	130	10	3.15	200	23
3	-117	1.4	40	-104	67	- 53	2.25	100 nW	- 40	131	11	3.55	250	24
4	-116	1.6	50	-103	68	- 52	2.55	125	- 39	132	12	4.0	320	25
5	-115	1.8	63	-102	69	- 51	2.8	160	- 38	133	13	4.5	400	26
6	-114	2.0	80	-101	70	- 50	3.15	200	- 37	134	14	5.05	500	27
7	-113	2.25	100 fW	-100	71	- 49	3.55	250	- 36	135	15	5.65	630	28
8	-112	2.55	125	- 99	72	- 48	4.0	320	- 35	136	16	6.4	800	29
9	-111	2.8	160	- 98	73	- 47	4.5	400	- 34	137	17	7.1	1 W	30
10	-110	3.15	200	- 97	74	- 46	5.05	500	- 33	138	18	8.1	1.25	31
11	-109	3.55	250	- 96	75	- 45	5.65	630	- 32	139	19	9.0	1.6	32
12	-108	4.0	320	- 95	76	- 44	6.4	800	- 31	140	20	10 V	2.0	33
13	-107	4.5	400	- 94	77	- 43	7.1	1 µW	- 30	141	21	11.5	2.5	34
14	-106	5.05	500	- 93	78	- 42	8.1	1.25	- 29	142	22	12.5	3.2	35
15	-105	5.65	630	- 92	79	- 41	9.0	1.6	- 28	143	23	14	4.0	36
16	-104	6.4	800	- 91	80	- 40	10 mV	2.0	- 27	144	24	16	5.0	37
17	-103	7.1	1 pW	-90	81	- 39	11.5	2.5	- 26	145	25	18	6.3	38
18	-102	8.1	1.25	- 89	82	- 38	12.5	3.2	- 25	146	26	20	8.0	39
19	-101	9.0	1.6	- 88	83	- 37	14	4.0	- 24	147	27	22.5	10 W	40
20	-100	10 µV	2.0	- 87	84	- 36	16	5.0	- 23	148	28	25.5	12.5	41
21	- 99	11.5	2.5	- 86	85	- 35	18	6.3	- 22	149	29	28	16	42
22	- 98	12.5	3.2	- 85	86	- 34	20	8.0	- 21	150	30	31.5	20	43
23	- 97	14	4.0	- 84	87	- 33	22.5	10 µW	- 20	151	31	35.5	25	44
24	- 96	16	5.0	- 83	88	- 32	25.5	12.5	- 19	152	32	40	32	45
25	- 95	18	6.3	- 82	89	- 31	28.	16	- 18	153	33	45	40	46
26	- 94	20	8.0	- 81	90	- 30	31.5	20	- 17	154	34	50.5	50	47
27	- 93	22.5	10 pW	- 80	91	- 29	35.5	25	- 16	155	35	56.5	63	48
28	- 92	25.5	12.5	- 79	92	- 28	40	32	- 15	156	36	64	80	49
29	- 91	28	16	- 78	93	- 27	45	40	- 14	157	37	71	100 W	50
30	- 90	31.5	20	- 77	94	- 26	50.5	50	- 13	158	38	81	125	51
31	- 89	35.5	25	- 76	95	- 25	56.5	63	- 12	159	39	90	160	52
32	- 88	40	32	- 75	96	- 24	64	80	- 11	160	40	100 V	200	53
33	- 87	45	40	- 74	97	- 23	71	100 µW	- 10	161	41	115	250	54
34	- 86	50.5	50	- 73	98	- 22	81	125	- 09	162	42	125	320	55
35	- 85	56.5	63	- 72	99	- 21	90	160	- 08	163	43	140	400	56
36	- 84	64	80	- 71	100	- 20	100 mV	200	- 07	164	44	160	500	57
37	- 83	71	100 pW	- 70	101	- 19	115	250	- 06	165	45	180	630	58
38	- 82	81	125	- 69	102	- 18	125	320	- 05	166	46	200	800	59
39	- 81	90	160	- 68	103	- 17	140	400	- 04	167	47	225	1 kW	60
40	- 80	100 µV	200	- 67	104	- 16	160	500	- 03	168	48	255	1.25	61
41	- 79	115	250	- 66	105	- 15	180	630	- 02	169	49	280	1.6	62
42	- 78	125	320	- 65	106	- 14	200	800	- 01	170	50	315	2.0	63
43	- 77	140	400	- 64	107	- 13	225	1 mW	00	171	51	355	2.5	64

000126

10 GHz–AKTIVITÄT

(Täglich auf 3 cm, was bringt das?)

Vortrag Weinheim 9/91

G. Parzonka, DJ5BV

- **Einleitung**
  - Frust oder Freude
  - Einflußnahme
  - Persönlichkeit

- **Technik**
  - Selbstbau/Fertigungstiefe
  - Stationsparameter
  - Rechenbeispiele

- **Ausbreitung**
  - Sichtgeometrie
  - Dämpfung
  - Regenscatter
  - Flugzeugscatter
  - Tropo

- **Betriebstechnik**
  - QRV, aber wann
  - Skedreihen
  - Conteste
  - Aktivitätsübersicht

10 GHz–AKTIVITÄT

(Täglich auf 3 cm, was bringt das?)

Einleitung

Die Frage im Untertitel ist rasch zu beantworten: es bringt Frust oder Freude, nicht immer in Reinkultur – aber immerhin. Was führt nun zu dem einen oder dem anderen und welchen Einfluß können wir darauf nehmen? Darüber und vor allem auch, warum mir die 10 GHz–Aktivität so viel mehr **Freude** als Frust gebracht hat, soll dieser Beitrag berichten.

Auf das Kommunikationsgeschehen auf 10 GHz haben wir drei wesentliche Einflußmöglichkeiten:

- in der **Technik**
- In der Kenntnis und Nutzung der **Ausbreitungsbedingungen**
- In der **Betriebsabwicklung**

Bildlich ist dieser Zusammenhang in **Abb. 1** dargestellt.

Zur **Technik** von 10 GHz–Anlagen ist viel gesagt und geschrieben worden; deswegen soll auf sie außer in einigen generellen Aussagen und einer Diskussion der zu fordernden **Anlagenparameter** nicht weiter eingegangen werden.

Die praktisch/empirische und auch die rechnerische Gegenüberstellung verschiedener, zum Teil nur auf 10 GHz ausgeprägt erfahrbarer **Ausbreitungsmöglichkeiten** wird durch entsprechende Tonbandaufnahmen unterstützt. Berechnungsgrundlagen und Angaben zu vertiefender Literatur werden im Anhang beigefügt.

Schließlich soll dem Thema **Betriebstechnik** breiter Raum gewidmet werden, denn hier liegt ein ganz wesentlicher Teil der Entscheidung, ob Frust oder Freude das Resultat der Bemühungen sein wird. In diesen Teil der Ausführungen werde ich auch die Betriebserfahrungen der letzten Jahre auf 10 GHz einbringen. Der Anhang enthält dazu eine Liste von mehr als 300 gegenwärtig in Mitteleuropa auf 10 GHz aktiven (Schmalband–) Stationen.

Wer – und eher er – mit 10 GHz–Aktivitäten beginnt, sollte sich fragen, ob das wirklich zu ihm persönlich paßt und damit Aussicht auf Freude hat. Nach einem Feature in der QST entwickelte sich der Amateurfunk(er) tendentiell und generell vom

➪ Experimenter (vor 1960)

zum

➪ Communicator (1960–1980)

zum

➪ Consumer (nach 1980)

Die 10 GHz–Gemeinde rekrutiert sich auch heute noch überwiegend aus den beiden erstgenannten Spezies – und das ist gut so!

Technik

Ob und welches der in den letzten Jahren veröffentlichten Transverter–Konzepte ganz oder teilweise aufgebaut wird, hängt vom Geschick – und mit zunehmendem Alter auch von Sehkraft und Fingerfertigkeit – ab.

Experimentelles Entwickeln und Optimieren von 10 GHz–Mikrowellenschaltungen erfordert mehr theoretisches Wissen und technische Ausstattung, als bei den meisten Amateuren vorhanden ist. Dagegen ist der Nachbau und Abgleich erprobter Konzepte oder die Zusammenschaltung käuflicher Bausteine zu einer Anlage von (fast) jedem machbar.

Alle Anlagenkomponenten sind "schreibtischfähig" klein, und eine Werkstatt ist daher nicht zwingend notwendig. Selbst die Antennen sind meistens so handlich, daß sie im Alleingang errichtet werden können.

In **Tabelle 1** sind wesentliche **Stationsparameter** zusammengefaßt, die Grenzen zwischen den Klassen

- Horizont
- Scatter
- EME

sind fließend. Es ist kennzeichnend, daß erreichte Verbesserungen der Stationsparameter selten endgültig, sondern meistens der Anreiz zu weiteren Verbesserungen sind.

Als **Antennen** werden überwiegend zentralgespeiste Parabolantennen verwendet. Durch die sehr starke Verbreitung der Satellitenempfangstechnik im Fernsehbereich sind solche Antennen heute sehr preisgünstig mit etwa 4 DM/dB zu erwerben.

In Tabelle 2 sind die Beziehungen zwischen den wesentlichen Eigenschaften:

- Größe
- Gewinn
- Richtcharakteristik

aufgezeigt. Während die geforderten elektrischen Eigenschaften der Antennen meist leicht erreicht werden, gibt es bei Amateuren nicht selten Parabolantennen, die trotz elektrischer Funktionstüchtigkeit betrieblich nutzlos sind, da es an einer korrekten Azimut–Ablese– und Einstellmöglichkeit fehlt. Ein 1 m–Parabolspiegel mit einer Richtungsunsicherheit von ± 5 Grad ist für seriöse 10 GHz–Versuche unbrauchbar!

Verschiedene Erregerformen und unterschiedliche Aperturbelegungen bieten bei 10 GHz dem experimentierfreudigen Amateur ein weites Betätigungsfeld. Wenn eine Antenne mit einer zumindest Teilschwenkbarkeit (Scatter–Anlage) oder einer vollen **Elevationsschwenkbarkeit** (EME–Anlage) ausgestattet ist, kann mit gutem Erfolg das **Sonnenrauschen** zur Beurteilung der Verbesserung oder auch zu einer Aussage über den tatsächlich erreichten Antennengewinn und die Systemrauschtemperatur verwendet werden. Das solare Rauschen ist auf 10 GHz um Größenordnungen stabiler als z. B. auf 432 MHz und kann damit (fast) als geeichte Quelle betrachtet werden.

Der rauscharme **Vorverstärker**, wie er für die Scatter– und die EME–Anlagen üblich ist, läßt sich – wiederum durch die Segnungen der Unterhaltungselektronik – sehr preisgünstig durch den Umbau von Satellitenempfangskonvertern selbst herstellen. Mit einem Preis um DM 150,00 für einen neuen; wesentlich weniger für einen gebrauchten oder teilweise defekten Konverter (LNC) und einer 1/2–1 Stunde Arbeit sind Rauschzahlen von 1 dB und besser erreichbar. Es sei daran erinnert, daß nicht die Rauschzahl des Vorverstärkers, sondern die **Systemrauschzahl** die Leistungsfähigkeit der Anlage bestimmt. Sollte außer Vorverstärker–Umschaltrelais–Antenne nichts zu dieser Systemtemperatur beitragen, umso besser!

Leider hat eine preisliche Entwicklung für geeignete Sendertransistoren, die mit der Entwicklung auf dem LNC–Markt vergleichbar wäre, noch nicht stattgefunden.

Leistungstransistoren und angepaßte Leistungsmodule sind auch auf 10 GHz bis zu einigen Watt Leistung erhältlich, aber eben nicht billig. Mit preiswerten Transistoren sind derzeit Leistungen bis zu mehreren hundert mW erreichbar. Völlig unproblematisch (von aufwendigen Netzteil– und Schutzschaltungen einmal abgesehen) wird die Sende–/Leistungsproblematik für die, die eine Wanderfeldröhre (TWT) benutzen können.

Vielleicht ist jetzt auch der richtige Augenblick, um erneut und ausdrücklich auf die mögliche **Schädigung** durch **direkte Mikrowellenstrahlung** hinzuweisen. Ein 100 mW–Sender an einem Hohlleiterende (Erreger) reicht aus, um bei Betrachtung aus nächster Nähe das Augenlicht nachhaltig–dauerhaft zu löschen.

Der richtige und verantwortungsbewußte Umgang mit der Technik in diesem Frequenzbereich ist gut dokumentiert und gehört zur Pflichtlektüre jedes Mikrowellenamateurs.

Eine gute Hilfe bei der überschlägigen Beurteilung von Verbindungsmöglichkeiten in den Mikrowellenbereichen bietet die Zusammenfassung möglichst vieler (oder aller) Stationsparameter in eine einzige Zahl, die man als "Systemleistung" oder "Stationsgüte" bezeichnen kann. Mit einer gleich ausgerüsteten Gegenstation ist diese Zahl genau die maximal überbrückbare Streckendämpfung.

In **Abb. 2** sind die Kommunikationsparameter der weiter oben definierten Stationsklassen dargestellt und abschließend als Systemleistung zusammengefaßt.

Ausbreitung

Wir kennen nun die Leistungsfähigkeit der Station, was können wir damit anfangen?

Zunächst bis zum Horizont funken – Horizont ist da, wo wir **hinsehen** können, und das ist auf 3 cm ernst gemeint! Wenn wir nur bis zum Kirschbaum des Nachbarn sehen können, dann ist da der Horizont (für 10 GHz!).

Bei sonst ungestörter Sicht liegt der **Radio–Horizont** bei:

$$D = \sqrt{17\,h}$$

h in m
D in km

Zwischen zwei Stationen liegt die **Radiosichtweite** bei:

$$D = 4.12\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$

Die entfernungsabhängige Streckendämpfung beträgt:

$$L = 32.45 + 20\,{}_{\log}\,D + 20\,{}_{\log}$$

f in MHz

Speziell für 10 GHz:

$$L = 112.8 + 20 \log D$$

Dieser Zusammenhang ist in **Abb. 3** dargestellt.

Formeln und Abbildung liegt eine Ausbreitung über einen homogenen Ausbreitungsweg unter "normalen atmosphärischen" Bedingungen zu Grunde, beides ist über längere Strecken in der Praxis selten anzutreffen. Es ist deswegen für etwa 80 % der Zeit eine Feldstärke zu erwarten, die um $\pm$ 6 dB von der errechneten abweicht. Zusätzlich treten bei 10 GHz Dämpfungen durch starken Nebel mit bis zu 0.1 dB/km und durch Regen mit kurzzeitig bis zu 1.5 dB/km auf.

Ist eine direkte Verbindung wegen der Streckengeometrie nicht möglich, kann sehr oft (aber nur mit Mühe und Geduld) ein geeigneter **Reflektor** gefunden werden, der im Sichtbereich beider Stationen liegt (Gebäude, Industrieanlage, Turm). Die zu erwartende Streckendämpfung kann aus der Entfernung und dem Verhältnis von Antennen zur Reflektorgröße berechnet werden.

Besonders ausgeprägt treten Beugungserscheinungen an scharfkantigen, quer zur Ausbreitungsrichtung liegenden Hindernissen auf (Knife–edge–diffraction). Von der Kante in das abgeschaltete Gebiet gestreute Energieanteile können erheblich sein.

Sind reflektierende Flächen oder streuende Kanten gefunden und erfolgreich erprobt, ist es mehr als ratsam, die zugehörigen Antennenrichtungen unverlierbar (!) zu katalogisieren.

Wie kein anderes Frequenzband ist 10 GHz geeignet, Verbindungen über **Regenscatter** abzuwickeln, da – im Gegensatz zu noch höheren Frequenzen – die Streuintensität der Signale weit stärker zunimmt als die durch den Regen verursachte Zusatzdämpfung. Es ist schwierig, die effektiven Streu–/Reflexionseigenschaften von Regengebieten zu analysieren bzw. rechnerisch vorauszusagen, da wesentliche Parameter wie Regendichte, Tropfengröße, lokale Verteilung der Regenzellen nicht hinreichend bekannt sind. Da diese Ausbreitungsart aber zu den häufigst erfahrbaren auf 10 GHz gehört, wird jeder 10 GHz–Praktiker bald ein Gefühl dafür entwickeln, wie erfolgversprechend es ist, bei strömendem Regen – möglichst in der Mitte der Funkstrecke – die Station einzuschalten und mühelos Stationen, die sonst nicht hörbar sind, zu arbeiten. Ganz in Übereinstimmung mit dem Wetterverlauf ist diese Ausbreitungsart meist länger nutzbar. Einige für Mitteleuropa typische Regenmerkmale sind in Tabelle 3 und Abb. 4 zusammengefaßt.

Täglich und pünktlich, allerdings mit weitaus geringeren Feldstärken und nur sehr kurzzeitig sind Verbindungen über Flugzeugreflexionen möglich. Für diese Reflexionsverbindungen muß sich das Flugzeug im gemeinsamen, von beiden Antennen gesehenen Raumsegment befinden. Bei einer Flughöhe von 10.000 m wäre so eine Verbindung über 800 km möglich.

Im Gegensatz zu Regenscatterverbindungen sind Flugzeugreflexionen berechenbar, da aus dem Gebiet der Radartechnik exakte Daten über Flugzeugeigenschaften und den Ausbreitungsweg vorliegen. In Abb. 5 ist gezeigt, welche Reflexionen von einer B 747 zu erwarten sind.

Warum, werden die Experten fragen, habe ich nicht oder noch nicht die **troposhpärischen Überreichweiten** erwähnt?! Ganz einfach, ich wollte keine übertriebenen Erwartungen wecken; diese Bedingungen scheinen auf 10 GHz sehr viel seltener nutzbar zu sein, als beispielsweise auf 1296 oder 432 MHz und sie lassen sich fast ausnahmslos **zeitlich nicht** mit guten Bedingungen auf niedrigeren Frequenzen **korrelieren**.

Sowohl gute wie auch schlechte Bedingungen auf 23 cm sind kein Indikator für ähnliche troposphärische Ausbreitungsbedingungen auf 3 cm. Eine Spezialform der troposphärischen Ausbreitung durch "Ducts" tritt mit großer Regelmäßigkeit bei bestimmten Wetterlagen über Seestrecken auf und liefert verläßliche Ausbreitung mit hohen Feldstärken.

Betrieb

So reizvoll der Aufbau und die technische Verbesserung der Anlage auch sein mag und wie wichtig und befriedigend das empirische Verstehen der verschiedenen Ausbreitungsmodi auch sei, eine Verbindung kommt dadurch allein nicht zustande. Die Betriebstechnik hat wesentlichen Anteil daran, Technik und Ausbreitungsmöglichkeiten für ein qso nutzbar zu machen. Sie ist der Teil des Kommunikationsgeschehens, in den wir uns selbst einbringen und den wir ganz wesentlich beeinflussen können. Wer selbst auf 10 GHz aktiv ist, wird über mein Wunschdenken lächeln, aber es **sollte so sein!**

Es gibt heute mehrere hundert Amateure in Europa (Tabelle 5), die auf 10 GHz qrv sind, die meisten davon überwiegend potentiell/theoretisch und/oder im Kontest, sonst leider nein, zumindest "nicht heute". Aber ein paar Dutzend echter 10 GHz–Aktivitäten gibt es eben doch; die können ihre Anlage **jederzeit einschalten**, die haben die Geduld, länger und, wenn es sein muß, wieder und wieder zu probieren. Es sind die häufig wiederholten, manchmal sogar täglichen Versuchsreihen mit Stationen, die an der Grenze (der Stationsleistungsfähigkeit) liegen, die einen die Routine im Finden und Lesen schwacher Signale erlernen lassen. Die entscheidenden letzten 10 dB einer **10 GHz–DX–Verbindung** liegen zwischen den Kopfhörern! Solche regelmäßigen Skedreihen animieren auch dazu, die eigene Anlage weiter zu verbessern, um eben nicht nur einmal pro Woche ein qso fahren zu können, sondern öfters, vielleicht jeden Tag.

Selbstverständlich sind diese Verbindungen zu verabreden; dabei ist eine vorherige telefonische Verabredung oft sehr viel streßfreier als eine Querverbindung, um die man sich zusätzlich kümmern muß.

Während der Konteste, aber auch gelegentlich an Sonntagmorgenden werden auch auf:

432.350 MHz; 144.400; 144.175 (G); 144.390 (I)

kurzfristige Verabredungen für 3 cm–Versuche getroffen.

Die natürliche betriebliche Hektik eines Mehrband–Kontestbetriebes läßt oft nicht die nötige Geduld für das Gelingen schwieriger 3 cm qso's zu, vor allem dann nicht, wenn die 3 cm–Antenne am Mast einer Multioperatorstation den Betrieb auf den übrigen Bändern empfindlich einschränkt. Auch scheint das Schlafbedürfnis der 3 cm–Kontestoperatoren ein ungeheures zu sein, denn nicht selten höre ich nach 22.00 Uhr, daß der 3 cm–Spezialist schon schläft und erst am nächsten Morgen nach 8.00 Uhr wieder zur Verfügung steht.

Wie viele schöne/mögliche qso's hat der Mann verschlafen!

Einige betriebliche Regeln für den Kontest vom Berg und für den Alltag von zu Hause habe ich in Tabelle 4 aufgeschrieben.

Was habe ich nun praktisch erreicht in den letzten 30 Monaten? Ich war an 180 Tagen auf 10 GHz aktiv. Es haben 225 Versuche nicht oder nicht vollständig geklappt, aber das hat nicht zum Frust, sondern eher zum Ansporn für die 350 gelungenen Verbindungen geführt. Dabei wurden 68 verschiedene Stationen aus 17 Großfeldern und 6 Ländern erreicht. Die Konteste fingen mit wenigen Verbindungen an und waren kontinuierlich steigerbar. Letztes Jahr im Oktober waren es 27 Verbindungen mit 4362 Punkten, dieses Jahr sollen es mehr werden. Ich hoffe, ich treffe den einen oder anderen von Ihnen.

Abb. 1

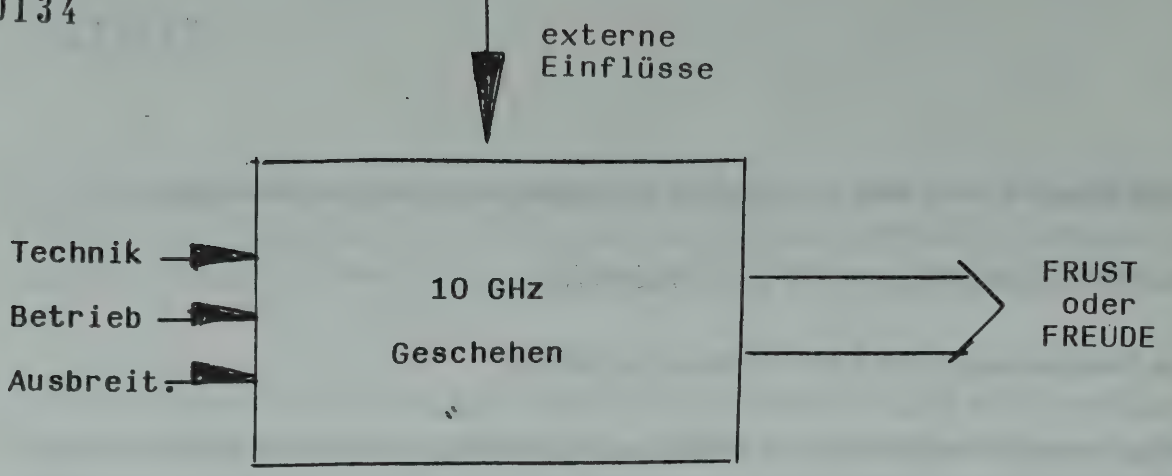


Abb. 2

TX +17dBm +25dB

100 km
-153dB
HORIZONT

+25dB RX (-130dBm) MDS 44dB S/N

TX +33dBm +35dB

300 km
-250dB
SCATTER

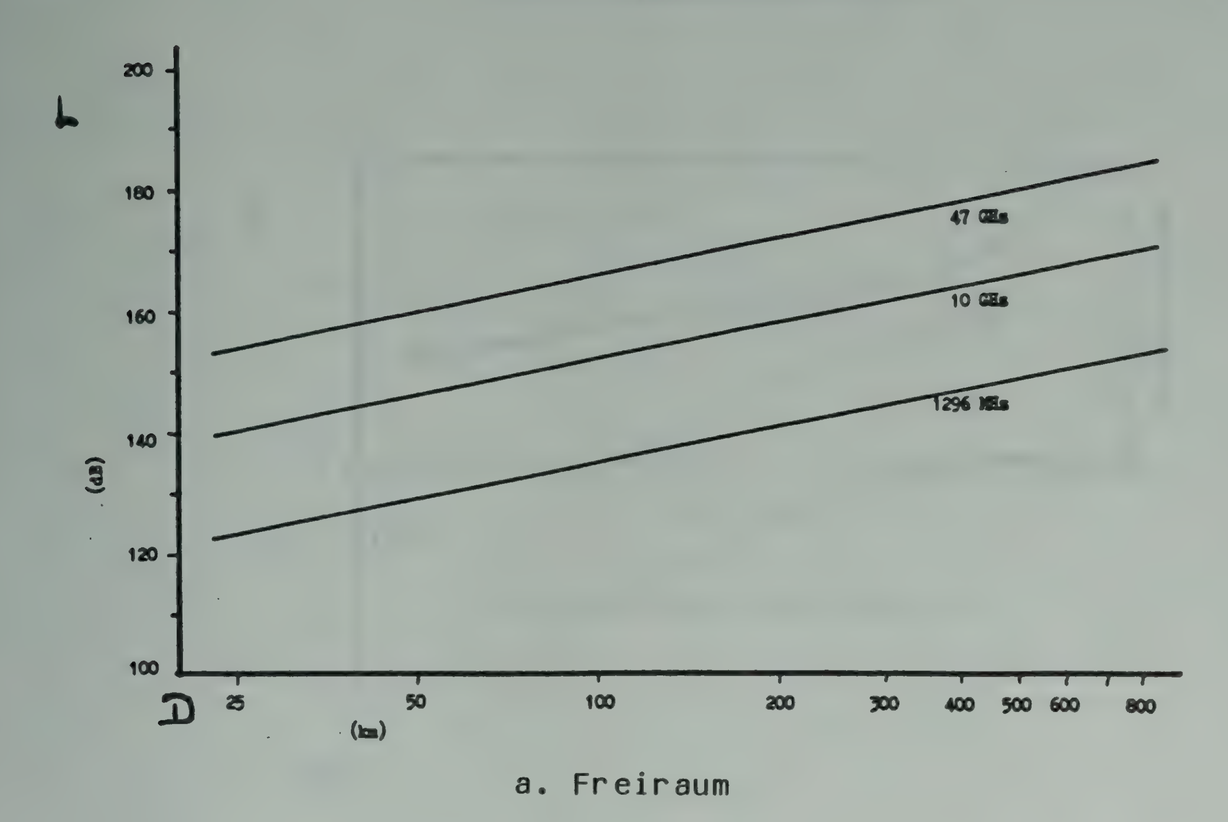
+35dB RX (-137dBm) MDS -10dB S/N

TX +50dBm +45dB

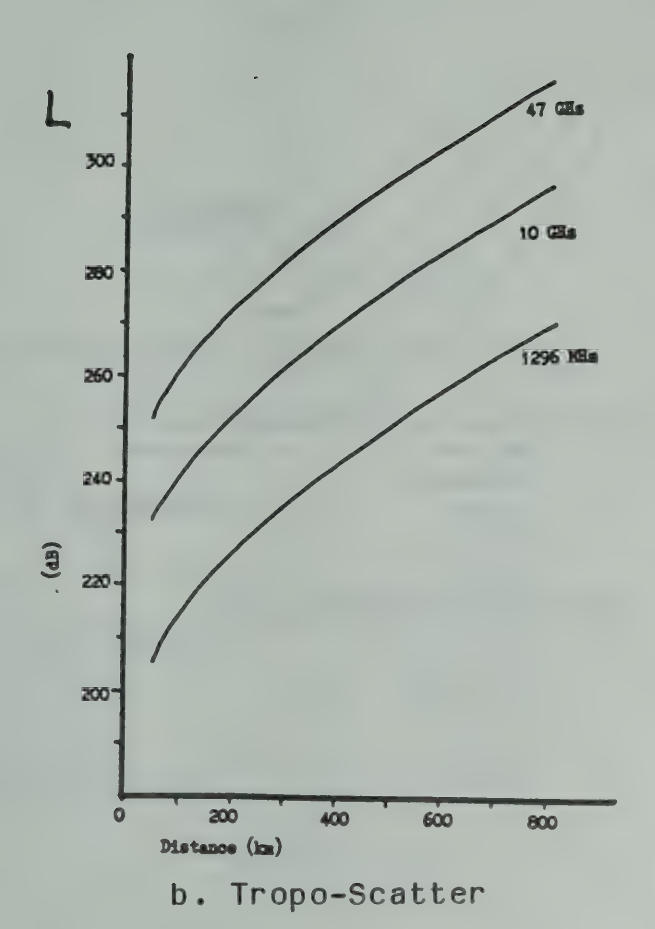
2x 350 000 km
-285dB
E-M-E

+45dB RX (-145dBm) MDS 0dB S/N

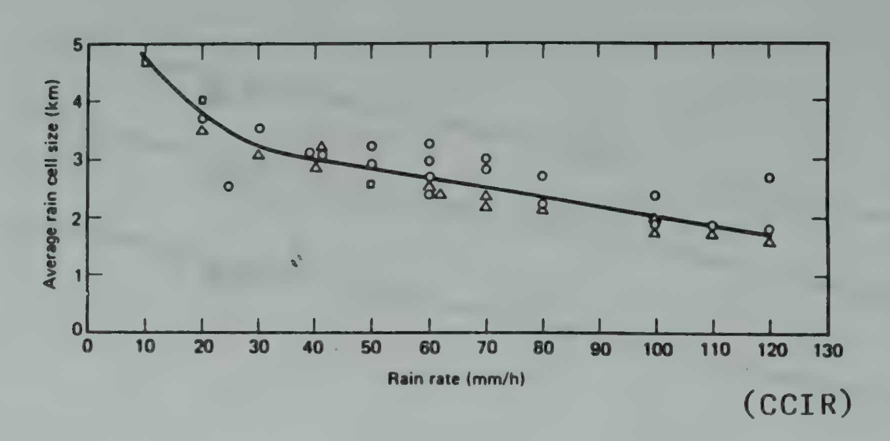
STRECKENDÄMPFUNG



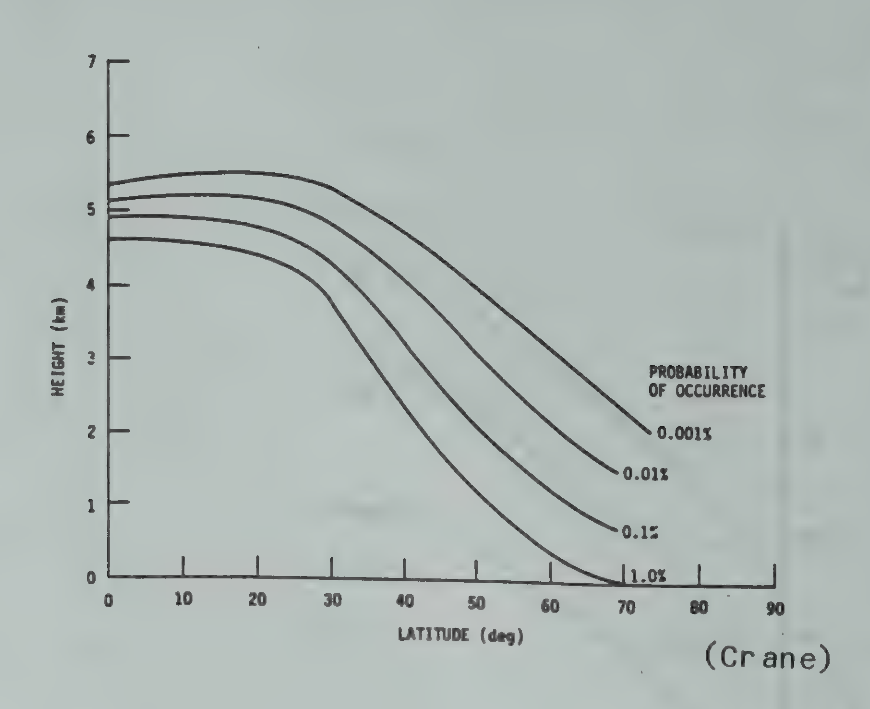
a. Freiraum



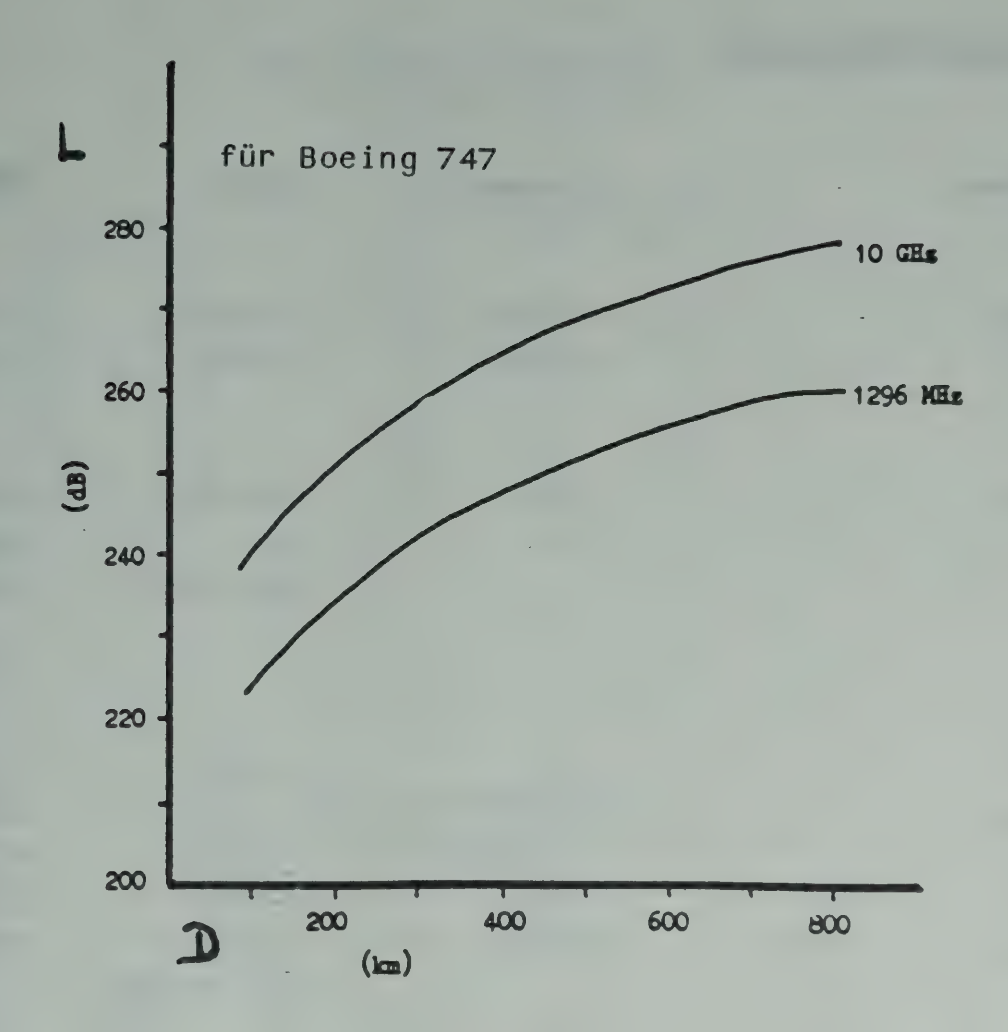
b. Tropo-Scatter



a. Größe von Regenzellen



b. Höhe von Regenzellen



Cross-Sectional Values for Some Selected Targets

Type of Target	*Aspect*	*Cross Section, m^2*
Small jet fighter aircraft or small commercial jet	Nose, tail Broadside	0.2–10 5–300
Medium bomber or midsize airline jet such as 727, DC-9	Nose, tail Broadside	4–100 200–800
Large bomber or large airline jet such as 707, DC-8	Nose, tail Broadside	10–500 300–550
Wooden minesweeper, 144 long, from airborne radar (5 to 10 GHz)	Broadside 25° from bow, stern	10–300 0.1–300
Small bird, 450 MHz	Average overall	$10^{-5.6}$
Large bird, 9 GHz	Broadside	10^{-2}
Insect (bee), 9 GHz	Average	$10^{-2.8}$
Large insect (5 cm), 9 GHz	Average	$10^{-1.8}$

(Blake)

Systemspezifikationen

Systemklasse:	Horizont	Scatter	EME
Reichweite:	> 100 km	> 300 km	E – M –E
S/N:	+ 20 dB	– 10 dB	– 10 dB
Antenne:	25 dB	> 35 dB	> 45 dB
Az:	$\pm$ 5 °	$\pm$ 1 °	$\pm$ 0.2 °
El:	–	(opt. –3/+5 °)	0–90/$\pm$ 0.2 °
R X			
F_{rx}:	5 dB	1.5 dB	< 1 dB
F_{SYS}:	10 dB	< 3 dB	1.5 dB
f_{abs}:	$\pm$ 10 KHz	$\pm$ 1 KHz	$\pm$ 1 KHz
f_{auf}:	1 KHz	0.1 KHz	0.1 KHz
Δf_{ZF}:	2.5 KHz	2.5 KHz (opt. 0.5 KHz)	2.5/0.5 KHz
T X			
P_{OUT}:	17 dBm (50 mW)	> 33 dBm (2 W)	50 dBm (100 W)
Stationsgüte: ($G_{ANT(TX)} + P_{OUT} + G_{ANT(RX)}$ – MDS – SN)	177 dB	250 dB	285 dB

Sonstiges:

Oszillator/Bake
Zähler (0.5 x 10^{-7}!)
Leistungsmesser
Landkarten/Rechner

Tab. 2

ANTENNENCHARAKTERISTIK
(Parabolspiegel 55%)

m	dBi	Grd	Strahlungskegel in 50	100	300 km
0.3	27	6	4.9	9.8	29.4
0.6	33	3	2.4	4.9	14.7
0.9	37	1.8	1.6	3.3	9.8
1.2	40	1.4	1.2	2.5	7.4
1.8	43	0.9	0.8	1.6	4.9
2.4	45	0.7	0.6	1.2	3.6
3.0	47	0.5	0.5	1.0	1.5

Tab. 3

REGENCHARAKTERISTIK
Niederschlagsintensität (Zone C)

mm/h	% Jahr	min.	h.	dB/km	Refl.	
78	.001	5		1.5		*
62	.002	10		1.0	50	*
41	.005	26		0.6		*
28	.01	53		0.3	40	* SCATTER
18	.02		2	0.1		*
5	.2		18	0.03	30	*
2	1.0		88	0.01		*
0.5	5.0		440	/		

10 GHz Checkliste

1. Wie genau kenne ich meine **Antennenrichtung**?
   Wie hoch ist die Auflösung der Anzeige und die Wiederholbarkeit? (Ein Ausrichten nach Signalen auf einer tieferen Frequenz ist nicht optimal.)
   Ausrichten nach einer Bake oder bekannten Station – genau berechnen – Anzeige eichen, häufig überprüfen ist der bessere Weg.

2. Welche **Frequenz**? Abweichung und Drift des Transverteroszillators entweder direkt oder durch Vergleich mit kontrollierter lokaler Bake messen. Externe Baken sind selten auf 1 KHz stabil. Mögliche Frequenzabweichung/Drift des Nachsetzers beachten.
   Als Notbehelf kann die 8. Oberwelle eines 23 cm–Senders, oder die 24. Oberwelle eines 70 cm–Senders verwendet werden, aber **Achtung**: 500 Hz–Unsicherheit auf 70 cm (z. B CW–Ablage) sind bereits 12 KHz auf 10 GHz!

3. Bei **Skeds**: Zeit (local/UTC), Frequenz (± ?), vollständiger QTH–Kenner, Sende–/Empfangssequenz, Gesamtdauer (falls negativ), mögliche Querverbindung, zusätzlichen zweiten Versuch vereinbaren.

4. In **Kontesten**: 10 GHz möglichst von anderen Bändern betrieblich entkoppeln, aber für eine verläßliche lokale Querverbindung sorgen.
   Nächtliche Skeds vereinbaren, nicht
   "wir treffen uns schon wieder!"
   Antennen (–richtung) und Anlage möglichst noch vor Kontestbeginn überprüfen!

5. Vor und zwischen den Kontesten aktiv sein, mögliche Partner kennenlernen.

6. Oft und wiederholt versuchen, nur selten ablehnen!

3cm STATIONEN (SSB,CW) nach SUFFIX
********* Stand 6/1991 **********
(nur aktive stn nach DUBUS,RadCom,
eigene Beob. Zeitraum 1985-1991)

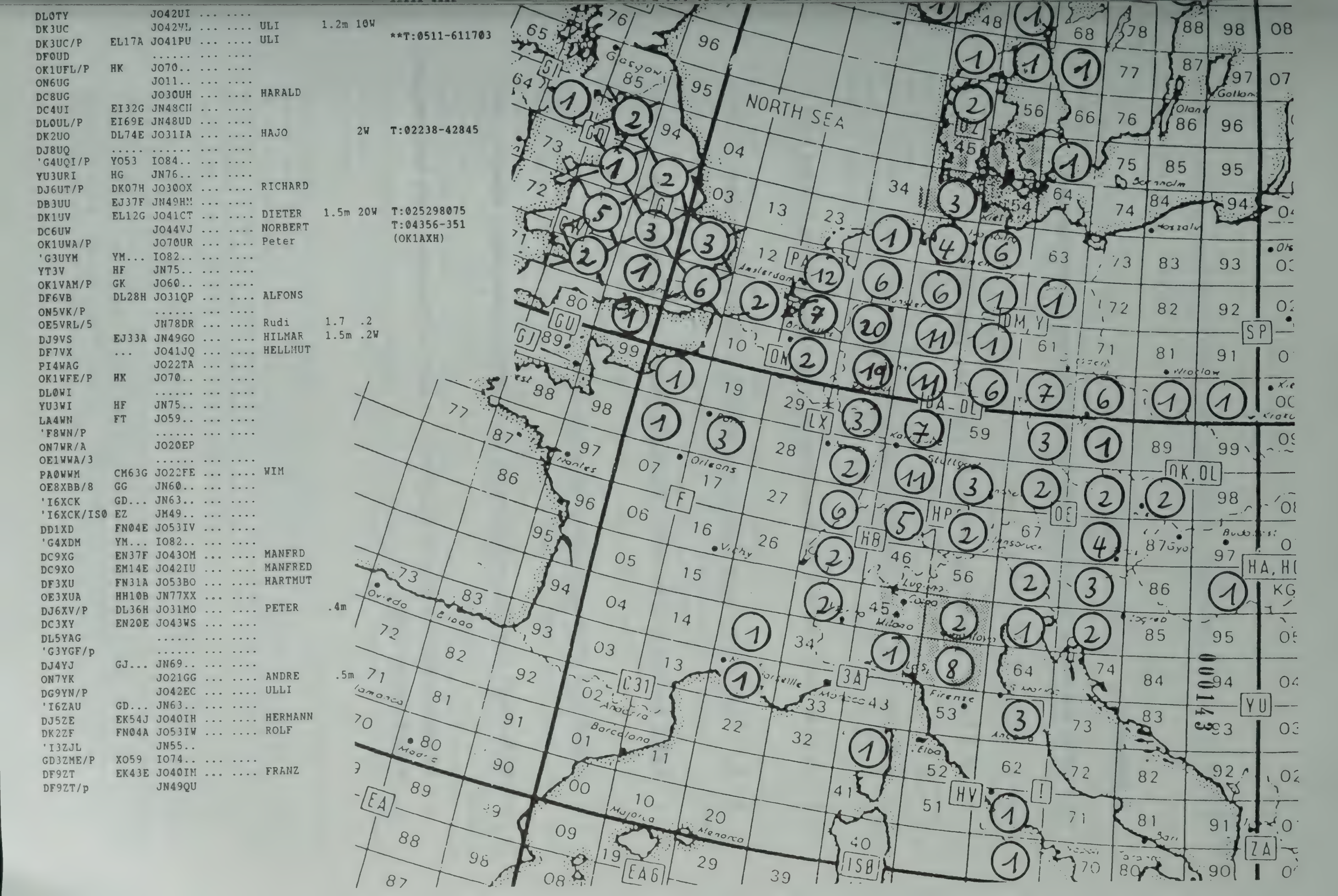
CALL:	old	new	QTF	QRB	Name	Ant	PWR	Bemerkungen:
DK6AB/P		JO41PU	...	....				
IW6AEG/6	GD	JN63..	...	....				
SM6AFV	GR25B	JO67LR	...	....	Jens		.2	0046-33-165426
HB9AGE	DH	JN37..	...	....				
'G8AGN/P	ZN56	IO93..	...	....				
PE0AGO/P	DM53A	JO32FI	...	....	TON		.3W	(PE1CJW)
PA3AGS	CM26J	JO22KQ	...	....				
'F1AHO	DI	JN38..	...	....				
OK1AIY/P	HK28C	JO70..	...	....				
HB9AJF	EH	JN47	...	....				
LA8AK	DS80B	JO38XC	...	....	JANMARTI			0047-4287178
IW4AKY/P	FE	JN54..	...	....				
IW1ALW	DF	JN35..	...	....				
HB9AMH/P	DH66C	JN37..	...	....	ARNOLD	1m	17W	
Y24AN/P	GK...	JO60	...	....				
'I4AOR	FE	JN54..	...	....				
OE6AP		JN77SB	...	....	ALOIS			
PA0ASH	CM54G	JO22..	...	....	TONI	.75m	1W	
IW4ASY	FE...	JN54..	...	....				
GW3ATM/P	YL...	IO81..	...	....				
PA0AWN	CM73J	JO22GB	...	....	ALBERT			
PA0BAT	DM54G	JO32JG	...	....	GERARD			
DG4BB	EN76E	JO43NA	...	....	WERNER			
'I2BBH/2	EE	JN44..	...	....				
DL4BBU		......	...	....	WERNER			
'F6BCU	DI...	JN38..	...	....				
SM5BEI		JO89XK	...	....	LENNART			0046-8354958
'I4BER	FE...	JN54..	...	....		1m	1.5W	EME T:051510640
IW0BFZ	GB	JN61	...	....				
DL0BG/P	FM53J	JO52GH	...	....				
'G8BJG/P		......	...	....				
DC4BK	EN75D	JO43LA	...	....	HANS			T:04202-6781
OE2BM/P	HI...	JN78..	...	....				
DK0BN	DJ09B	JN39VX	...	....				
DK0BN/LX/P		JN39BW	...	....				
'G0BPU	AM...	JO02	...	....				
DC7BQ	DK25E	JO30KP	...	....	WILFRIED			T:02255-4689
DC7BQ/P	DK35J	JO30KN	...	....	WILFRIED			
9H1BT	HV	JM75..	...	....				
DC9BU/A	EL60B	JO40XI	...	....	HEINRICH			
DJ5BV	DK26H	JO30MR	...	....	GERD	.9m	10W	0228-641130
OH2BWL	MU	KP20..	...	....				
DB1BX	DM08D	JO32SV	...	....	RUDI			
YU3CAB	HG	JN76..	...	....				
DC8CE		JO44RT	...	....	HANS			0461-62711
'F6CGB/P	CE	JN24	...	....				
'I4CHY	FE...	JN54..	...	....	MARCO	4m		003951723184
PE0CJW	DM53H	JO32FI	...	....				(PE0AGO)
'I3CLZ/3	FF	JN55..	...	....				
PE1CMO	CM	JO22	...	....				
'G6CMS/P	AL...	JO01..	...	....				
DC6CM/P	DK07D	JO30QV	...	....	KLAUS			
SM0CPA		JO89XH	...	....	LARS			0046-8803321
PA0CRA	CM75A	JO22PI	...	....	PETER	.5m	20W	0031-348014509
HB9CUA	DG	JN36..	...	....				
'G8CUX/P		......	...	....				
DF9CY	EL02A	JO41DX	...	....	CHRIS			
DC0DA	DL48A	JO31SL	...	....	JUERGEN			0231-460161
DD8DA	DL47H	JO31OL	...	....	JUERGEN			
DK2DB		JN48FW	...	....	Ewald	.5m	.65W	
LX1DB		......	...	....				
'G4DDG		JO01	...	....	Sam		3 W	
'I1DDS/IX1	DF	JN35..	...	....				
'F1DED	BI11d	JN18CS	...	....	Claude	.		00331-39464914
SM0DFP	IT	JO89..	...	....				
DB1DI		JO41DE	...	....				
OK1DIG/P	GK40J	JO60WN	...	....				
DB0DI/P	DL09G	JO31TW	...	....				
'F6DKW	BI12F	JN18CS	...	....	Morice	.3m	.1	
PA2DOL	CL03J	JO21GW	...	....	DOLF	.5m	10W	
DF5DP		JO31OM	...	....	NORBERT			
'F6DPH/P		JO09CR	...	....	PHIL			
'I3DRE	FF...	JN55..	...	....				
PA2DRV	CL	JO21..	...	....				
LX1DU	CJ40D	JN39AN	...	....	FRANK		.5W	T:0352556765
DD9DU		JO31RO	...	....	GERD			
'F6DZK	AI...	JN08..	...	....				
SM7ECM	GP26C	JO65NQ	...	....	ANDERS			0046-40465606
DC8EC/P	FH	JN57..	...	....				
OE1EEA/3	HH...	JN77..	...	....				
'G0EIV/P	YM	IO82..	...	....				
PI4EME	DL51H	JO31AI	...	....				
'G4EML/P		......	...	....				
DF1EO	DL66F	JO31ND	...	....	JUERGEN			
DJ6EP	DL34H	JO31JO	...	....	ROMAN			02134-34201
DF1EQ	DL76A	JO31NC	...	....	REINHARD	.4m	40mW	02174-8295
SM7EQL		JO65NR	...	....	BENGT			0046-4647342
OE9ERC		JN47VL	...	....				
SM6ESG	GR72H	JO67CC	...	....	MORGAN	1m	10W	0046-340-81436
DJ8ES/P	DL46B	JO31JF	...	....	WOFGANG			
PA0EZ	CM67H	JO22OF	...	....	ARIE	.75m	4W	0031-35-41408
DB0EZ		JO31BS	...	....	BAKE		1W	10368.015
'G4EZP/P		JO01QE	...	....				
DH6FAE P		JO40PM	...	....			1 W	06650-336
DH9FAH/p		JN49QU	...	....				
DL4FBN		JO30WC	...	....	Reinhard			06774-509
DL4FBN		JO30WC			Reinhard			
ON5FF	BL	JO11..	...	....				
DK3FF/P	DK16G	JO30MT	...	....	ERNST	.6m	.25W	
DD8FI/P	EK63H	JO40FF	...	....	THOMAS		15m	
OZ1FJJ	EQ...	JO46..	...	....				
DJ7FJ/P	EH11H	JN47AU	...	....	SEPP	1m	1.5W	T:07832-3884
'I4FKD/4	FE	JN54	...	....				
Y24FN		......	...	....				
'G3FNQ/P	YN...	IO83..	...	....				
PA3FPQ		JO21VX						
PA3FPS	CM44E	JO22IJ	...	....	TEO	.7m	.1W	..23374139
DB8FP/P	EK63H	JO40FF	...	....	GUENTHER		15m	
'G4FRE/P	AL	JO01..	...	....				
DF0FU/P		JO40XL	...	....				
DC7FX	DK27H	JO30OR	...	....	DETLEF			
GW3FYX/P		......	...	....				
OE5GGM		......	...	....				
PE1GHG	CL03C	JO21GW	...	....	JOHN			0031-104515352
GW1GHZ/P	YM...	IO82..	...	....				
DK7GN/P	EI	JN48..	...	....				
'F0GOH/P	DH	JN37..	...	....				
PA0GUS/P		JN23TA						
DL3HAL	FN22D	JO53EP	...	....	JOCHEN			
DL0HC/P	EL63G	JO41FE	...	....	(JUERGEN	.9m	.8W	
OZ1HDA	ER...	JO47..	...	....				T:..458889301
'F1HDF	BI...	JN18..	...	....				

000141

Tab. 5

```
DJ4HH       FK     JO50.. ... ....
PA2HJS      CK10B  JO20XX ... .... HENK      .75m  .3W  T:..44924980
OK1HK/P     HK     JO70.. ... ....
'G8HPU/P    AM     JO02   ... ....
'G8HPW/P    AL07B  JO01QX ... ....
DK0HT/P     EK37F  JO40OM ... ....
SM6HYG      FS58C  JO58SH ... .... KARL      1.4m  5W   0046-523-11032
DC6HZ/P            ...... ... ....
DD5IC/P     EL25F  JO41LR ... ....
DK5IE       EJ72C  JN49EB ... .... FERI      1.0m  .8W
'G8IFT/P           ...... ... ....
SM0IKR             JO89WF ... .... GÖRAN                0041-87781637
DK4IK/P            JN48IV ... ....
DF9IL       EI...  JN48.. ... ....
'Y4IN/P     GK...  JO60.. ... ....
'F6IOC/P           JN36ER ... ....
OZ1IPU      FR54J  JO57II ... ....
DB0IS              JO51GT ... .... BAKE                 10368.862
DJ0IX/P     DK16G  JO30MT ... .... Ann        .6m .25W
DF6IY              JN48EU ... .... Nobi
DB9JC       DL11J  JO31BT ... ....
OE8JDK/8    GG     JN66   ... ....
PA0JGF      DM54J  JO32IH ... .... JAN
DJ6JJ       DL55D  JO31LG ... .... HEINO           .8
DK0JJ       JO31N  JO31NE ... .... JUERGEN
DB0JK              JO30LX ... .... BAKE                 10368.790
DB0JL       DL76A  JO31NC ... .... BAKE                 10368.115
Y27JL              ...... ... ....
'G3JMB             ...... ... ....
PA0JME      CL     JO21   ... ....
YU3JN              JN65..
OE1JOW      II     JN88.. ... ....
PA0JOZ      CM63H  JO22FF ... .... JOS                  0031-171915472
DB0JX              JO31FF ... .... BAKE                 10368.810
OZ1JXY      EQ     JO46.. ... ....
DK2KA              JO30LX          Horst
OK1KAI/P    GK     JO60.. ... ....
DF7KB       DK07D  JO30QV ... .... WOLFRAM
GW3KEU/P           ...... ... ....
DF7KF              JO30HU ... .... DITHMAR  0.6  0.1
DD9KG       DK06F  JO30NV ... .... HOLGER               0220314782
OK1KIR/P    GK45D  JO60LJ ... ....
DC9KK       DK16J  JO30NT ... .... PETER                02241-42949
OK1KKD/P    HK     JO70.. ... ....
DB5KN              ...... ... .... MIKE                 bei DF9PY
OK1KQT/P    IK     JO80.. ... ....
'G8KQW/P    ZM...  IO92.. ... ....
DK1KR       FN04G  JO53HW ... .... WALTER               T:0405704
OE1KTC/5    GI     JN68.. ... ....
OE1KTC      II     JN88.. ... ....
DJ6KW              ...... ... ....
OK1KZN/P    HK     JO70.. ... ....
'G0KZP/p           ...... ... ....
LA6LCA      FT...  JO59CU ... .... LEIF                 0047-33-84063
DF9LN              JO31VJ ... .... UWE                  02372-61405
OE6LOG      HG     JN76.. ... ....
'G3LQR      AM67B  JO02QF ... .... SIMON
'G6LSD/P           ...... ... ....
GW4LXO/P           IO81.. ... ....
PE0MAR/P    CL01A  JO21BX ... .... RON        .6m  .4W PA3BPC
OE9MDI      EH     JN47   ... ....
OE8MF              ...... ... ....
HB9MIN/P    DH66.  JN37OE ... .... ERICH                T:0041-65651639
HB9MIO/p           JN37WA ... .... Ferdinan .7   1
OE8MI/8     HH     JN77.. ... ....
```

```
HB9MMM/P    DH     JN37   ... ....
DK9MN              JN58TC ... .... MANFRED  0.6  0.4  089-886179
TK4MS       EC     JN42.. ... ....
'G1MUW/P           ...... ... ....
OK1MWD/P    GK...  JO60.. ... ....
DK0NA       FK58B  JO50SI ... ....                20
DL6NAQ/P    EK60B  JO40XI ... .... Engelber
DG7NBE/P    EK60B  JO40XI ... ....
OH0NC              JP90XC ... .... HOLGER               00358-2813068
DL6NCI      FK58B  JO50SI ... .... LORENZ         20    09293-7013
DG9NCL/A    FK     JO50.. ... ....
DK2NH       FN31A  JO53BO ... .... HEINZ-GU
DC3NI/P     FK     JO50.. ... ....
'G3NKL/P    YO59   IO84.. ... ....
'G3NKL/P    ZM     IO92.. ... ....
DL0NN/P            JN57UU ... ....                20W
DL3NQ       EJ34J  JN49IN ... .... DIETER   1.6m .5W  T:06201-62432
OE8NTK      GG     JN66.. ... ....
DB6NT/A     FK58B  JO50SI ... .... MICHAEL        20    09288-8232
DC8NV       FI79H  JN58TC ... .... LUDWIG
ON5OF/P            JO30AM ... ....
DF0OG              JO41PU ... .... ULI                  CONT:05283/615
DF1OI              JO42TF ... ....
ON6OO              JO21JH ... .... Bert                 003233123087
DC6OT       EO72A  JO44DC ... ....
DC9OT              JO42UK ... ....
DC9OT/P            JO41PU ... ....
'G3OXL      YM...  IO82.. ... ....
DB7OZ/P            JO42UI ... .... RUDI                 0511-492703
PA0PB       DM53H  JO32FI ... ....
'G3PHO      ZN...  IO93.. ... ....
Y24PL              ...... ... ....
PA0PLY      CM56G  JO22MH ... .... JAN      .75m  .2W 0031-250334591
'G8PUB/P           JO01QE ... ....
DK0PX              JN48JC ... ....
DF9PY/P     DK64B  JO30JF ... .... STEPHAN  .6m  .15W
DC7QH       GM..   JO62.. ... .... KLAUS-DI      .1W
DK5QI              JO41KW ... .... FRANK                T:05231-48133
'I4QIG      FE...  JN54.. ... ....
DK5QI/P            ...... ... ....
Y26QL              ...... ... ....
DJ8QL              JN49DX          Franz                T:06131-839138
ON4QQ       CK0??  JO20.. ... ....
DC3QS       EI06C  JN48OW ... .... ROLF
DL7QY       FJ61E  JN58BD ... .... CLAUS    .6m  2W   T:07951-7418
PI4RCG             JO22PE ... ....
DL1RDL/P    GJ...  JN69.. ... ....
HB9RG       EH63B  JN47GF ... .... HANS     1m   20W  0041-1-7299441
HG2RG/3     JG     JN96.. ... ....
'G1ROR/P           ...... ... ....
DL1RQ/P     GJ...  JN69KA ... .... PETER    1.2m .6W  09923-567
DL1RQ/P            JN68KX ... ....
DC6RW       EJ44G  JN49HK ... .... Udo
HA9RX/DL/P         ...... ... .... WERNER               bei DF9PY
DL6SAQ/P           JN48UO ... .... WALTER               07308-7179
DL9SH/A            JN49DN ... ....
DF5SL/P            JO40FF ... .... RICHARD  .7m  .7W
PA0SQE             JO21FW ... .... SIMON         .25W
DF0SSB/P           JN49QU
'G8SWA      ZM35D  IO92LM ... .... JULIAN               0044533402952
LA1T        FT     JO59.. ... ....
DJ6TA              JO30MS ... .... ULI
PA0TAB      DN64H  JO33HF ... .... JOHAN
YU3TAL      GF     JN65.. ... ....
DB5TC/P            JN48JC ... ....
```



DLØTY		JO42UI	... .				
DK3UC		JO42VL	... .	ULI	1.2m	10W	
DK3UC/P	EL17A	JO41PU	... .	ULI			**T:0511-611703
DFØUD		......	... .				
OK1UFL/P	HK	JO70..	... .				
ON6UG		JO11..	... .				
DC8UG		JO30UH	... .	HARALD			
DC4UI	EI32G	JN48CH	... .				
DLØUL/P	EI69E	JN48UD	... .				
DK2UO	DL74E	JO31IA	... .	HAJO		2W	T:02238-42845
DJ8UQ	.....	......	... .				
'G4UQI/P	YO53	IO84..	... .				
YU3URI	HG	JN76..	... .				
DJ6UT/P	DK07H	JO30OX	... .	RICHARD			
DB3UU	EJ37F	JN49HM	... .				
DK1UV	EL12G	JO41CT	... .	DIETER	1.5m	20W	T:025298075
DC6UW		JO44VJ	... .	NORBERT			T:04356-351
OK1UWA/P		JO70UR	... .	Peter			(OK1AXH)
'G3UYM	YM...	IO82..	... .				
YT3V	HF	JN75..	... .				
OK1VAM/P	GK	JO60..	... .				
DF6VB	DL28H	JO31QP	... .	ALFONS			
ON5VK/P		......	... .				
OE5VRL/5		JN78DR	... .	Rudi	1.7	.2	
DJ9VS	EJ33A	JN49GO	... .	HILMAR	1.5m	.2W	
DF7VX	...	JO41JQ	... .	HELLMUT			
PI4WAG		JO22TA	... .				
OK1WFE/P	HK	JO70..	... .				
DLØWI		......	... .				
YU3WI	HF	JN75..	... .				
LA4WN	FT	JO59..	... .				
'F8WN/P		......	... .				
ON7WR/A		JO20EP					
OE1WWA/3		......	... .				
PAØWWM	CM63G	JO22FE	... .	WIM			
OE8XBB/8	GG	JN60..	... .				
'I6XCK	GD...	JN63..	... .				
'I6XCK/ISO	EZ	JM49..	... .				
DD1XD	FN04E	JO53IV	... .				
'G4XDM	YM...	IO82..	... .				
DC9XG	EN37F	JO43OM	... .	MANFRD			
DC9XO	EM14E	JO42IU	... .	MANFRED			
DF3XU	FN31A	JO53BO	... .	HARTMUT			
OE3XUA	HH10B	JN77XX	... .				
DJ6XV/P	DL36H	JO31MO	... .	PETER	.4m		
DC3XY	EN20E	JO43WS	... .				
DL5YAG		......	... .				
'G3YGF/p		......	... .				
DJ4YJ	GJ...	JN69..	... .				
ON7YK		JO21GG	... .	ANDRE	.5m		
DG9YN/P		JO42EC	... .	ULLI			
'I6ZAU	GD...	JN63..	... .				
DJ5ZE	EK54J	JO40IH	... .	HERMANN			
DK2ZF	FN04A	JO53IW	... .	ROLF			
'I3ZJL		JN55..					
GD3ZME/P	XO59	IO74..	... .				
DF9ZT	EK43E	JO40IM	... .	FRANZ			
DF9ZT/p		JN49QU					

Literatur

..., die für den Vortrag verwendet wurde und zur Vertiefung empfohlen wird:

1. *M. I. Skolnik*, Introduction to Radar Systems, New York 1962

2. *A. J. Bogush Jr.*, Radar and the Atmosphere, London 1989

3. *M. P. M. Hall*, Effects of the troposphere on radio communication, London 1979

4. *L. V. Blake*, Radar Range–Performance Analysis, Norwood (USA) 1984

5. *ARRL*, Proceeding of the VHF–Conferences 1987–1989, Newington (USA)

6. *J. Grosskopf*, Wellenausbreitung, Mannheim 1970

7. *W. Hormuth*, Planung und Berechnung von Richtfunkverbindungen, München 1968

8. *Meinke/Gundlach, 4. Aufl. K. Lange/K. H. Löcherer*, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Berlin 1986

Franz Rathenow
DF 9 ZT

Sende - Empfangsumschaltung und Zusatzschaltungen für Transverter

Franz Rathenow DF9ZT

Im Verlauf des Jahres 1990 wurde in verschiedenen Gesprächen mit Funkamateuren die Frage nach der "richtigen " Umschaltung der ZF Seite von Transvertern gestellt. Diese Frage hat in der Vergangenheit auch mich beschäftigt und zu verschiedenen "Hardwarelösungen" geführt.
Ich möchte meine Eigenen, aus vielen Veröffentlichungen anderer Funkamateure hervorgegangenen Schaltungen hier Vorstellen und zu deren Nachbau anregen.

Im gesamten SHF Bereich wird bei den Funkamateuren mit Transvertern gearbeitet. Dies hat seine Begründung darin, daß es für die ZF- Seite genügend Geräte mit SSB- Aufbereitung oder auch FM - Geräte kommerzieller Hersteller auf dem Markt gibt, oder aus der AFUtätigkeit auf Niederfrequenteren Bändern schon vorhanden sind.

Warum Sende Empfangsumschaltung?

Üblicherweise arbeitet der Funkamateur mit zwei Geräten im Simplexbetrieb an einer Antenne.
Dies mag auf den ersten Blick Erstaunen auslösen, in jedem Funkgerät sind jedoch tatsächlich ein Empfänger und ein Sender enthalten, somit zwei Geräte in einer Baueinheit.
Zwischen diesen muß also je nach Betriebsart die Antenne hin und her geschaltet werden.
Für den Transverterbetrieb heißt dies daß auch der ZF-Eingang umgeschaltet werden muß.

Diese Schaltung kann mit verschiedenen Mitteln erfolgen.
In älteren Geräten oder bei höheren Leistungen schaltet man mit Relais, in modernen mit Schaltdioden.
Die Umschaltung mit Schaltdioden stößt jedoch mit steigender Frequenz auf die Grenzen dieser Bauteile, soweit sie für Normalbürger erhältlich sind. Eine Platine mit Diodenumschaltung habe ich wegen der kurzen Vorbereitungszeit und diversen Problemen die noch zu lösen sind, noch zurückgestellt.

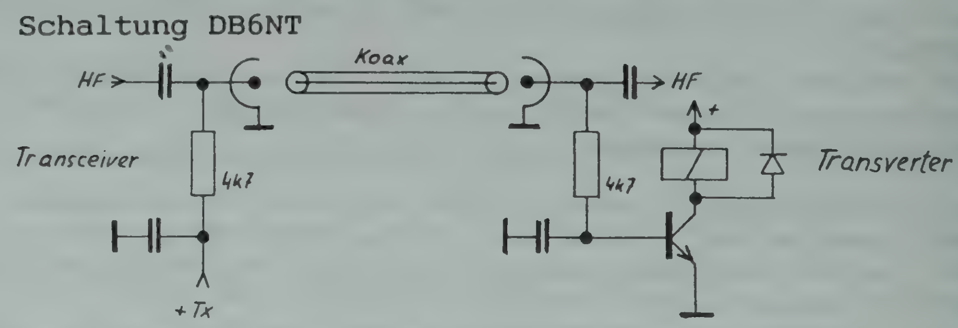
Anders gesehen haben jedoch auch Relais mit Ihrer Mechanik einen Nachteil, sie schalten, bedingt durch die Massenträgheit etwas verzögert.

Dies zwingt bei Verwendung von Koaxrelais mit großer mechanischer Masse zum Einsatz einer Schaltverzögerung.
Seit einiger Zeit ist jedoch ein Relais verfügbar, welches in 50 Ω Aufbau bis ca 1,5 GHz verwendbar ist und durch den geringen Preis für diese Anwendung hervorragend geeignet ist.
Dies ist der Typ RK1-12V von MATSUSHITA.

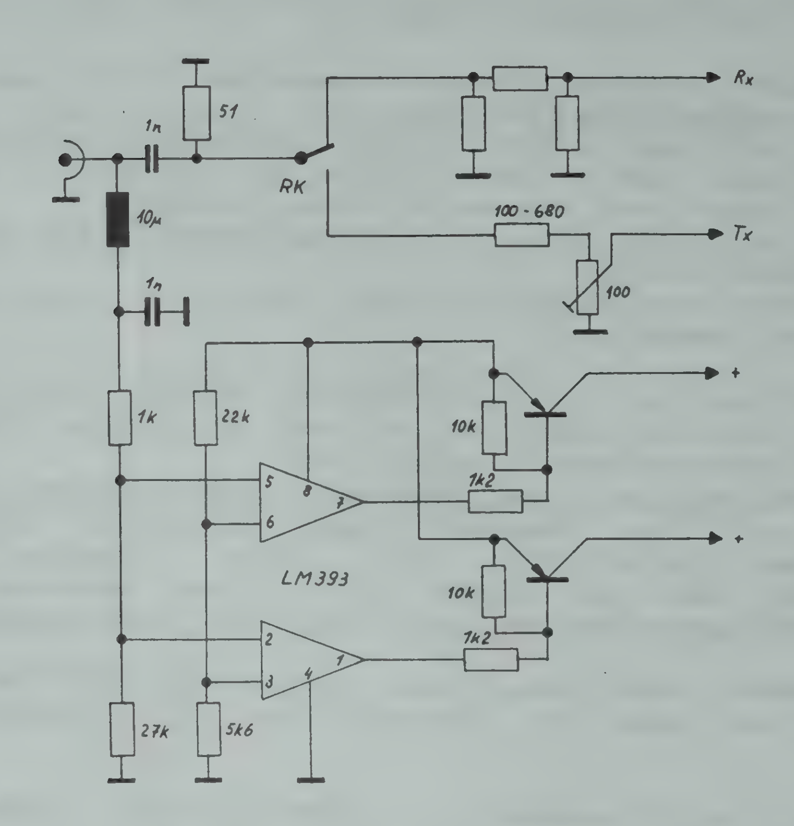
Die Steuerung der ZF - Umschaltung erfolgt ohne zusätzliche Kabel über das Koaxkabel.
Das Prinzip beruht auf der Tatsache, daß man über ein Koaxkabel gleichzeitig mehrere Signale übertragen kann, ohne das diese sich gegenseitig beeinträchtigen. Bedingung hierfür ist einzig eine verschiedene Frequenzlage , was bei einem DC Signal erfüllt ist.

Hierzu wird durch eine einfache Einspeiseschaltung die + Tx Spannung des ZF - Transceivers benutzt.
In verschiedenen kommerziellen Transceivern ist dies schon serienmäßig eingebaut.
Wo dies nicht der Fall ist lässt es sich wie in (1) von DB6NT vorgeschlagen in einfacher Weise Nachrüsten.

Schaltung DB6NT



Schaltspannungseinspeisung über das Koaxkabel nach DB6NT



Schaltbild RX - TX Umschaltung

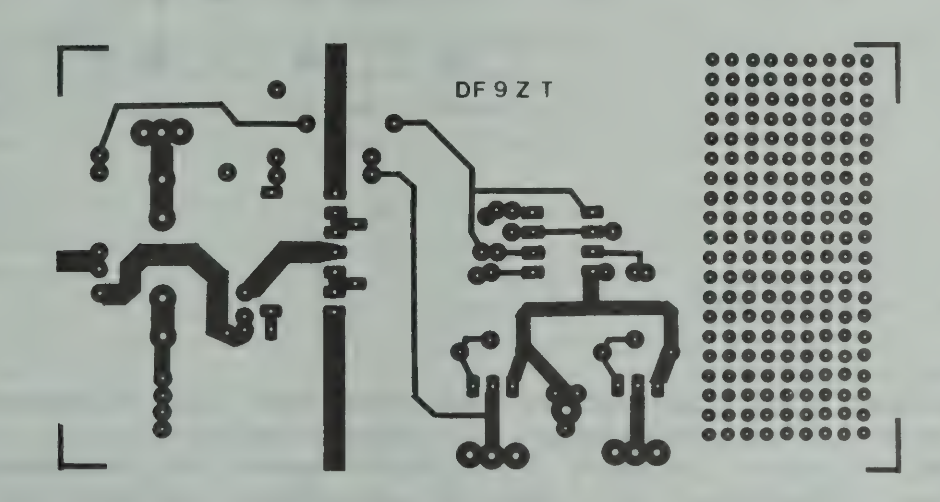
Rx - Tx Umschaltung Beschreibung
HF-Signalweg:
Über den ZF- Eingang gelangt das Signal nach einem DC- Trenn C an einen Abschlußwiderstand 51 Ω, 2 Watt.
danach folgt die Umschaltung und im Sendezweig, in Form eines π Gliedes, ein Widerstand und ein 100 Ω Trimmer. Wobei mit dem Längswiderstand mit 100 bis 1k5 die maximale ZF Eingangsleistung für den nachfolgenden Transverter eingestellt wird. Mit dem Trimmpoti erfolgt der Abgleich.

In einer Reihe von Transvertern (DD9DU, DC0DA) ist dieser Schaltungszweig schon enthalten und kann bei dieser Anwendung überbrückt werden, deshalb sind diese Bauteile in der Printvorlage nicht enthalten, sie lassen sich jedoch durch Auftrennen der Leiterbahnen Einfügen.

DC- Signalweg:
Die mit dem HF-Signal kommende 9 Volt DC Spannung gelangt über eine Drossel (oder R>4k7) zum Schaltkomparator LM 393.
Hier ist zu erwähnen das beide Schalteingänge ein definiertes Potential sehen müssen, um einwandfreie Schaltzustände zu erzeugen. Die beiden Ausgänge steuern je einen PNP- Transistor zur Spannungsversorgung Tx und RX. Gleichzeitig wird mit + Tx das Koaxrelais geschaltet.

Hinter den Schalttransistoren kann man je nach Anforderung verschiedene Spannungsregler Anordnen.
der TX Schalter betätigt gleichzeitig die Koaxumschaltung und die TX LED.
Am Eingang der + Versorgungsspannung kann als Zero- Bias-Überspannungsschutz eine 15 Volt Z- Diode, hinter der Sicherung, eingefügt werden.

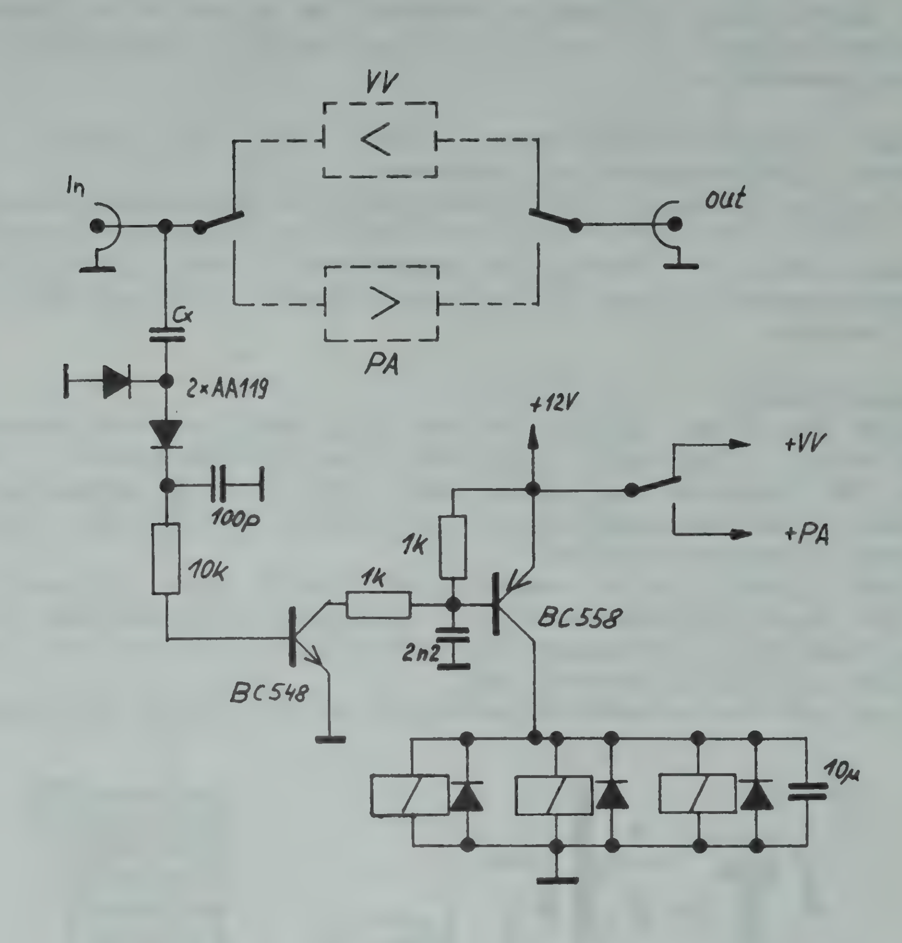
Platinenausführung:
Die Platine wurde so gestaltet daß ein sehr weites Anwendungsfeld abgedeckt wird. Dies geht von der kompletten Sende / Empfangsumschaltung für Transverter aller Art, bis zur PA-Steuerung, ergänzt durch eine Schaltverzögerung z. B. DK2DB (2) oder Vorverstärker Umschaltung in Antennennähe.
Die Vielseitigkeit wird weiterhin durch ein Lötinselraster im Bereich der Spannungsumschaltung unterstützt, welches eine Anordnung von mehreren Spannungsreglern im TX oder RX Zweig sowie weiteren Schaltstufen ermöglicht.
Die Platine ist für ein Weißblechgehäuse 74 x 111 mm vorgesehen.



Platine Sende - Empfangsumschaltung

Vorverstärker - PA Platine (Fernschaltbar oder mit HF- Vox)
Diese Grundplatine ermöglicht den Betrieb eines Vorverstärkers und eines Leistungsverstärkers bei langen Zuleitungen in Antennennähe.
Als Vorverstärker ist fast jedes Modell geeignet.

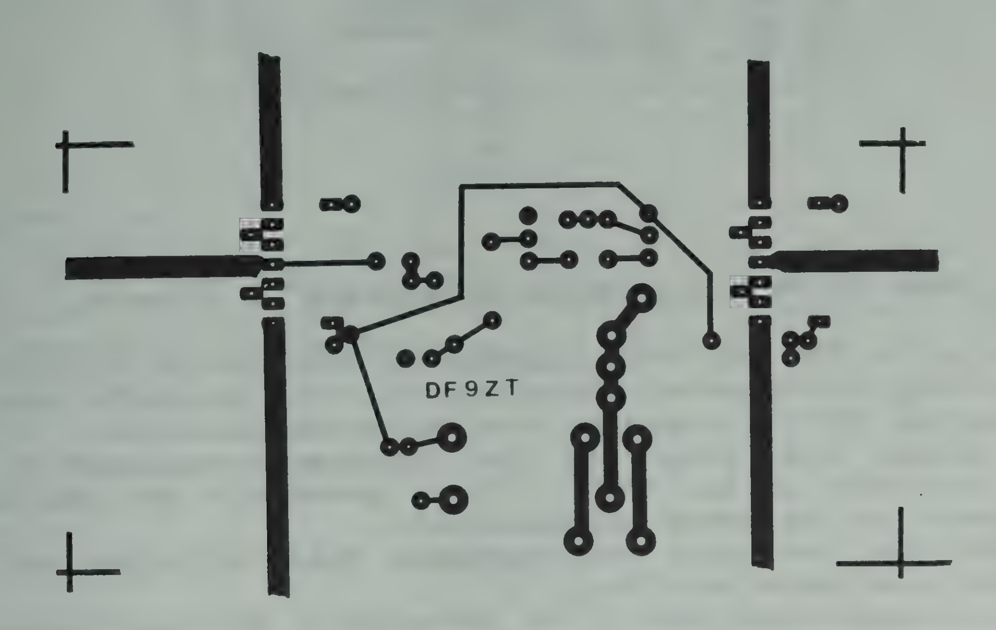
Für die Verwendung als PA eignen sich speziell Hybridverstärker die in vielen Versionen und allen Bändern zwischen 6 Meter und 23 cm hergestellt werden.
Durch die VOX- gesteuerte Umschaltung ist im 70 cm Band Packet Radio Betrieb möglich, das erste Modell wurde für diesen Zweck konzipiert. Generell eignet sich die Platine für den Einsatz von 50 MHz bis > 1,3 GHz.
Die Spannungsumschaltung für den Vorverstärker und einen Hybridverstärker ist ebenfalls vorhanden.
Die Ausgangsleistung sollte 15 Watt, wegen der Belastbarkeit der verwendeten Relais nicht übersteigen.



Schaltung VV - PA VOX Platine

Schaltung:
Das Eingangssignal (ca 200 mW) gelangt über die Einganzbuchse zur HF-VOX, deren Schaltverstärker die Relais schaltet.
Das Koppel C` wird je nach Betriebsfrequenz so bemessen, daß die VOX sicher schaltet. Für das 70 cm Band besteht es aus zwei verdrillten CuL Drähten 0,3 mm, ca 12 mm lang
Die Spannungsversorgung der PA erfolgt durch ein Leistungsrelais.
Hier darf man, wie bei allen Relaisspulen keinesfalls die Freilaufdioden vergessen.
Diese Baugruppe kann auch, wie die vorher Beschriebene S/E Umschaltung durch +9 Volt Tx auf dem Koaxinnenleiter geschaltet werden. Dazu ist nur das Koppel-C im Eingang des VOX - Verstäkers gegen einen 4,7 kΩ Widerstand auszutauschen.

Bei der Inbetriebnahme ist darauf zu achten, daß die Schaltung nicht ohne HF- Abschlußwiderstand im Ein- und Ausgang an die Betriebsspannung geschaltet wird, da bei entsprechenden Vorverstärkern oder hochverstärkenden Hybriden Selbsterregung und damit Selbstzerstörung auftreten kann.



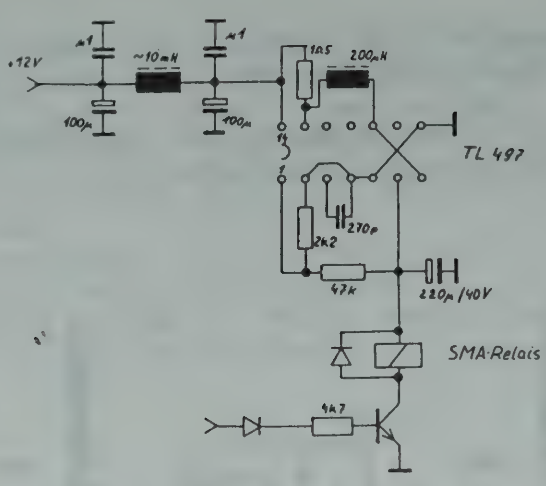
Platine VV - PA VOX Umschaltung

Stromversorgung für 28 Volt SMA - Relais

Für die Bänder ab 3 cm und höher ist der Einsatzt von SMA -Relais notwendig. Diese Relais sind im Surplushandel für 28 VoltBetriebs-spannung erhältlich. Für den Portabelbetrieb der meist mit 12 Volt Batterien erfolgt, dient diese Schaltung zur Erzeugung der Schalt-spannung.
Hierzu wird der Schaltwandler TL 497 von Texas Instruments be-nutzt. Als Speicherdrossel genügt ein kleiner Schalenkern. Große Aufmersamkeit ist hier der Abblockung der Versorgungsspannung zu widmen, da eine ungenügende Bedämpfung der Schaltspitzen des Wand-lers schnell die gesamte Spannungsversorgung verseucht.
Durch die Verwendung von Schalenkernen erübrigt sich eine Schir-mung dieser Baugruppe in den meisten Fällen.
Für diese Schaltung wurde keine Platine erstellt da sie wegen des einfachen Aufbaus nur auf Lochraster erstellt wurde. Außerdem ist man so in der Wahl der Schalenkerne nicht festgelegt.

Schaltung Relaistreiber 28 Volt

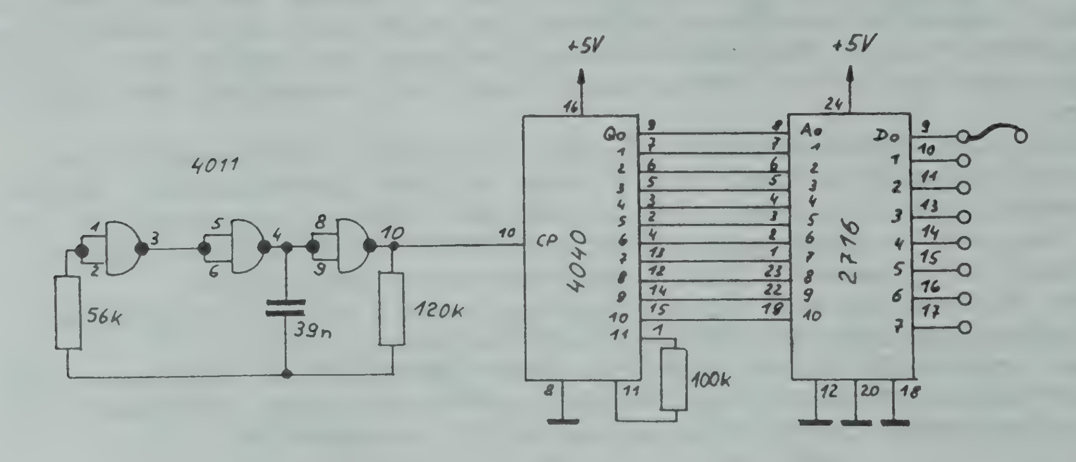




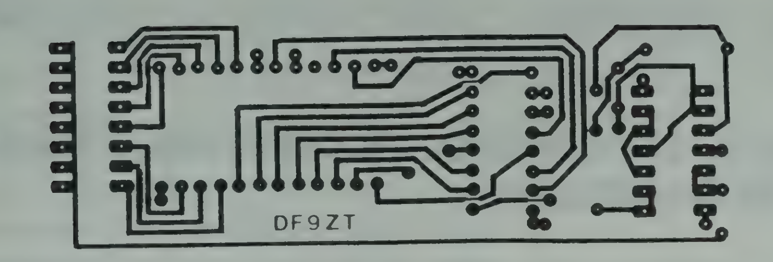
Eprom - Callgeber für 8 verschiedene schaltbare CW - Texte

Diese Baugruppe ist für die Verschiedensten Anwendungen brauchbar. Von der Anwendung als Bakencallgeber bis zur CQ- Schleife oder als Sendertastung bei SHF Verbindungen zum Antennenausrichten.
Die Texte werden mit einem in der Programmiersprache C geschriebenen Programm in den EPROM - Text gewandelt und mit einem Programmiergerät in das EPROM programmiert.
Durch das Schalten der acht verschiedenen Datenleitungen auf die Taststufe sind die Texte abrufbar.
Die Schaltung besteht aus drei IC`s: einem 4011 als Oszillator,ihm folgt ein 4040 zur Adressierung des EPROMS. Hier sind die Typen 2708 oder 2716 einsetzbar (verschiedene Textlänge).
Durch Veränderung des RC Gliedes im Oszillator lässt sich die Tastgeschwindigkeit ändern.
Im Ausgang lässt sich je nach verwendetem Transceiver eine Taststufe mit Relais oder Halbleiter, sowie ein Mithörton anfügen. Diese Erweiterungen bleiben dem jeweiligen Anwender überlassen.

Schaltung EPROM - Caller



Print EPROM - Caller



Programmhinweis
Das Programm zum Erzeugen des EPROM-Inhaltes ist von DL3FCV im Intel Format, ist gegen Einsendung von 10 DM beim Autor erhältlich, es ist für PC`s als exe File geschrieben und stellt keine besonderen Forderungen an die Hardware des PC.

Literatur:

1 DUBUS Heft 2, 1991 Seite 22
T / R Switching für IC 202 DB6NT

2 Verzögerungsschaltung für PA und Vorstufen
DK2DB, Tagungsband 13. GHZ - Tagung Dorsten, Seite 31

3 Relaissteuerung für Leistungsendstufen
DL6NCI, DUBUS 1/87, Seite 6

4 Koax Relais mit HF VOX
DL4MEA, DUBUS 3/90 Seite 9

5 Datenblat TL 497 Texas Instruments

UHF-Baugruppen für Packet Radio

Wolf-Henning Rech, DF9IC @ DB0GV, N1EOW, Pariser Gasse 2, 6103 Griesheim

1. Einführung in Entwicklung und Stand von Packet Radio in Hinsicht auf HF-Baugruppen

Packet Radio ist die bedeutendste Entwicklung im Amateurfunk seit Einführung der SSB-Technik in den fünfziger Jahren. Vor ziemlich genau zehn Jahren begann die Festlegung des AX.25-Protokolls als Grundlage in den USA. Das Protokoll orientiert sich an weitgehend störungsfreien Kanälen; deshalb sind Übertragungsstrecken im UKW-Bereich erheblich besser dafür geeignet als KW-Verbindungen.

Die für den Amateurfunk in dieser Konsequenz neuartige Idee ist die des NETZWERKs. Ein inzwischen sehr großes, weltweit operierendes Netz von privaten Stationen, unbemannten automatisch arbeitenden Digipeatern und Mailboxsystemen ermöglicht ein Maß an Kommunikation, wie klassische Punkt-zu-Punkt-Verbindungen sie niemals bewerkstelligen könnten.

Die Vorschriften der Fernmeldeverwaltungen vieler Länder für automatisch arbeitende Funkstellen legen eine Trennung in BENUTZER und NETZWERK im eigentlichen Sinne nahe. Dessen Realisierung in Deutschland und einigen angrenzenden Ländern basiert auf Diskussionen, die in den Jahren 1987 und 1988 bei Packet-Radio-Treffen geführt wurden. Es handelt sich dabei um untereinander durch Richtfunkstrecken im UHF- und Mikrowellenbereich vernetzte Knotenrechner mit einem oder mehreren Zugängen für Benutzer im 70-cm- oder (vereinzelt) 2-m-Band.

Diese Netzwerkkonzeption resultiert aus der Forderung des unabhängigen Betriebs mehrerer Funkstellen am gleichen Standort im Zusammenhang mit den zur Verfügung stehenden Frequenzzuweisungen. Das Konzept hat sich hervorragend bewährt; die bei der Diskussion 1987 als utopisch verworfene Zahl von 100 Digipeatern mit 300...400 Richtfunkverbindungen (Linkstrecken) in DL ist inzwischen längst übertroffen.

Der Schlüssel für diesem Erfolg liegt in der grenzenlosen Begeisterung zahlreicher Funkamateure für die neue Technik, die die notwendigen Investitionen an Zeit und Geld aufbringen, sowie der Verfügbarkeit moderner Konzepte für die benötigten Baugruppen, insbesondere Knotenrechnerhard- und -software und UHF-Sende-Empfänger.

Über den Stand der technischen Entwicklung von Datentransceivern für 70 cm und 23 cm will dieser Vortrag einen Überblick geben.

Verwendet werden dabei die Begriffe "LINK" für die (Funk-)Verbindungen zwischen eigentlichen Netzknoten und "LAN" (Local Area Network) für den Funkkanal, über den die Benutzer ("USER") mit dem Netzknoten kommunizieren.

Die LINK-Strecken arbeiten dabei heute meist im 23-cm-Band, wobei zwei Frequenzbereiche genutzt werden: 1240...1241 MHz und 1299...1300 MHz. Jeder Netzknoten sendet auf allen

LINK-Strecken zu den Nachbarknoten entweder im unteren oder im oberen Bereich und empfängt im anderen Bereich mit einer Ablage von +/-59 MHz zwischen Sende- und Empfangsfrequenz. So können Störungen eines Empfängers durch Sender anderer LINK-Strecken bei mäßigem technischen Aufwand sicher vermieden werden. Die überbrückten Entfernungen liegen bei 30...200 km mit Sendeleistungen von 10 mW bis 10 W. Es finden Datenraten von 1200...19200 Bit/s Verwendung, das Kanalraster beträgt generell 50 kHz, bei Frequenzmangel in Einzelfällen auch 25 kHz.

Diese Frequenzbereiche sind schon so dicht belegt, daß eine Alternative notwendig wird. In Koordination mit der Lizenzbehörde und den Primärnutzern (Amateurfunk hat im GHz-Bereich meist Sekundärstatus) wurden Frequenzbereiche von 5670...5690 MHz und 5810...5830 MHz festgelegt; im 13-cm- und 9-cm-Band waren Einsprüche der Primärnutzer leider nicht auszuräumen.Hier werden in den nächsten Jahren zahlreiche neue LINK-Strecken entstehen, wobei die größere verfügbare Bandbreite Datenraten von über 100 kBit/s leicht ermöglicht, andererseits bedingen die hohe Frequenz und die geringe erzeugbare Ausgangsleistung kürzere Verbindungen zwischen Netzknoten (d.h. mehr Digipeater) und unbedingte Sichtverbindung.

Die LAN-Frequenzen im 70-cm-Band werden zunehmend auf Duplexkanäle umgestellt; so können Kollisionen verschiedener Benutzer weitgehend vermieden werden, und insbesondere sind gegenseitige Störungen verschiedener Netzknoten ausgeschlossen. Durch die somit mögliche Wiederbelegung in kleinerem Abstand vom Nachbar-Digipeater ist das Duplexkonzept wenigstens so frequenzökonomisch wie ein Netz mit Simplex-Zugängen, insbesondere bei wachsender Digipeater-Dichte (Kleinzellen-Konzept). Erfreulicherweise sind neuerdings auch 23-cm-Frequenzen für LANs vorgesehen, mit 1270,750...1270,975 MHz als Eingabe und 1241,750...1241,975 MHz bzw. 1298,750...1298,975 MHz als Ausgabe im 25-kHz-Raster.

Augenblicklich werden binäre 1200-Baud-AFSK, 2400-Baud-AFSK und 9600-Baud-FSK-Verfahren, vereinzelt auch andere, für die Kommunikation im LAN-Bereich verwendet; ein Trend zur großflächigen Einführung von 9600-Baud-FSK zeichnet sich ab.

2. Anforderungen an UHF-Baugruppen für Packet Radio

Prinzipiell sind an UHF-Baugruppen, die für Packet Radio (PR) eingesetzt werden sollen, in manchen Punkten etwas andere Forderungen zu stellen als etwa an Transverterbaugruppen, für die es ja schon seit langem zahlreiche Vorschläge gibt.

Sowohl für LINK- als auch für LAN-Anwendungen müssen die Baugruppen in verhältnismäßig kurzer Zeit von ungeübten Amateuren erstellt und zum Funktionieren gebracht werden. Servicefreie Dauerbetriebstauglichkeit und Verschleißfreiheit werden gefordert. LINK-Baugruppen müssen in einem weiten Temperaturbereich funktionieren und hohen Anforderungen an Nebenwellenfreiheit genügen.

Im folgenden werden diese Forderungen erläutert und dann an Hand von Beispielen mögliche Lösungen vorgestellt.

Systemkonzept:	Gesucht werden nicht Einzelmodule, sondern Systemkonzepte vom Modulationseingang bis zum NF- oder Datenausgang.
Verfügbare Bauelemente:	Es dürfen keine teuren oder "exotischen" Bauelemente Verwendung finden.
Einfache Mechanik:	Durchschnittliche Bastlerausrüstung wie Bohrmaschine, Säge und Feile muß ausreichend sein.
Geringe Kosten:	Angesichts der großen Anzahl benötigter Transceiver sind die Kosten der Baugruppe gering zu halten.
Einfacher Abgleich:	Der Abgleich muß ohne aufwendige Meßgeräte zu einen einwandfreien Ergebnis führen, insbesondere auch was Nebenausstrahlungen angeht. Die Anzahl der Abgleichpunkte ist zu minimieren.
Leistungsfähigkeit:	Der technische Stand bezüglich Rauschzahl und Ausgangsleistung sollte in etwa erreicht werden; dabei können aber gewisse Einbußen zugunsten eines einfachen Aufbaus und geringer Kosten hingenommen werden.
Dauerbetrieb:	LINK-, aber auch manche LAN-Baugruppen laufen 24 h am Tag und 365 Tage im Jahr. $2*10^6$ Sende-Empfangs-Umschaltungen pro Jahr sind als normale Belastung anzusehen.
Modulation:	In der Regel Frequenzmodulation, mit Frequenzgängen von DC bis rund 10 kHz, in Zukunft auch mehr.
Stromversorgung:	12 V, niedriger Stromverbrauch (Kosten !).

3. Beispiel: LinkTRX I

Der LinkTRX I ist ein kompletter 23-cm-Sende-Empfänger in einem kompakten Modul [1][2]. Er wurde erstmals bei der 10. GHz-Tagung in Dorsten im Februar 1988 und dann in einem Vortrag anläßlich des 4. Internationalen PR-Treffens in Frankfurt im April 1988 vorgestellt. Mittlerweile sind einige hundert Exemplare in ganz Mitteleuropa in Betrieb. Teile der Schaltung (ZF+NF) haben offensichtlich anderen Beschreibungen [6] als Vorbild gedient.

Es handelt sich um eine FM-modulierbare Frequenzaufbereitung, die gleichzeitig als Sende- bzw. Lokaloszillator dient. Der Empfänger arbeitet mit den Zwischenfrequenzen von 59, 10,7 und 0,455 MHz mit einem zweipoligen Quarz- und einem vierpoligen Keramikfilter, die je nach Wahl Bandbreiten von 15...30 kHz ermöglichen. Der Sender liefert typ. 0,7 W aus einem BFQ34.

Die Frequenzaufbereitung arbeitet mit einem PLL-System mit festem Teilfaktor von 64 und einem S042p als Quarzoszillator und Phasendetektor. Dadurch kann mit gut ziehbaren und gleichzeitig temperaturstabilen Quarzen im 10-MHz-Bereich ein sehr nebenwellenarmes VCO-Signal bei 620 bzw. 650 MHz stabilisiert werden. Die Bandbreite der Phasenregelschleife ist dabei so groß, das Modulationssignale bis über 10 kHz unverzerrt vom Quarzoszillator auf den VCO übertragen werden können. Eine Verdopplerstufe liefert das 23-cm-Signal.

Durch dieses Konzept ist ein Modulation mit DC-Anteil erreichbar; der Quarz muß allerdings individuell für die jeweilige Frequenz angefertigt werden. Teiler :64 sind sehr preiswert erhältlich. Die gemeinsame Nutzung der Frequenzaufbereitung für RX und TX hält Kosten und Komplexität niedrig, verhindert aber einen sonst möglichen Duplexbetrieb. Die Frequenzablage ist durch die erste ZF gegeben und kann in gewissem Rahmen durch Änderung des zweiten Oszillators (nominell 48,3 MHz) angepaßt werden.

Die Zwischenfrequenzschaltungen bei 10,7 MHz und 455 kHz sind konventionell aufgebaut. Modulations- und NF-Verstärker komplettieren die Baugruppe. Die NF-Verbindungen und PTT sind über einen gemeinsamen Platinenstecker zugänglich.

Eine PIN-Dioden-Umschaltung umgeht die limitierte Lebensdauer eines mechanischen Antennenschalters, begrenzt allerdings in dem gewählten Low-Cost-Aufbau (Dioden aus dem Fernseh-Bereich) die mögliche Ausgangsleistung.

Die nötige Frequenzstabilität wird durch eine einfache Thermostatisierung erreicht, eine aufgelötete PTC-Scheibe hält den Quarz im Konstantspannungsbetrieb auf annähernd gleicher Temperatur. Die gesamte Baugruppe ist auf einer Europaplatine untergebracht; Bild 1 zeigt ein Photo. In den Bildern 2, 3 und 4 ist der Schaltplan dargestellt.

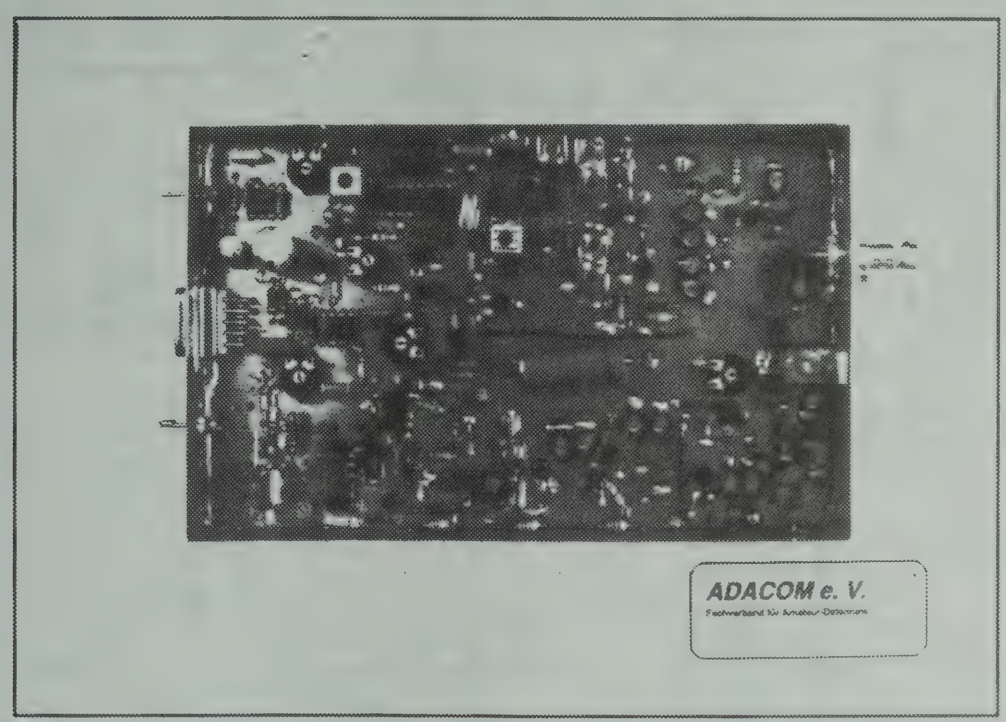


Bild 1 Photo LinkTRX I

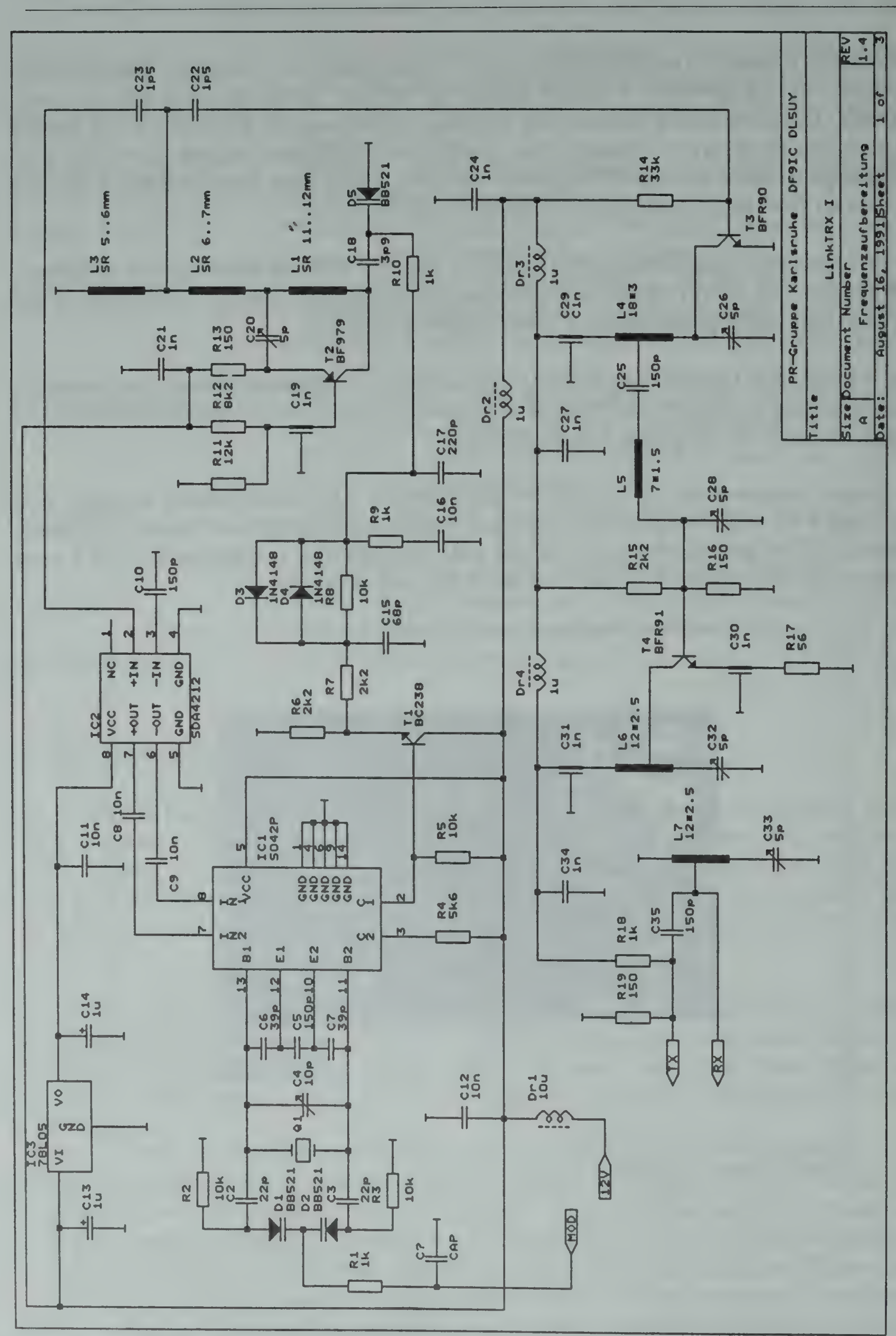


Bild 2 LinkTRX I: Schaltplan Teil 1

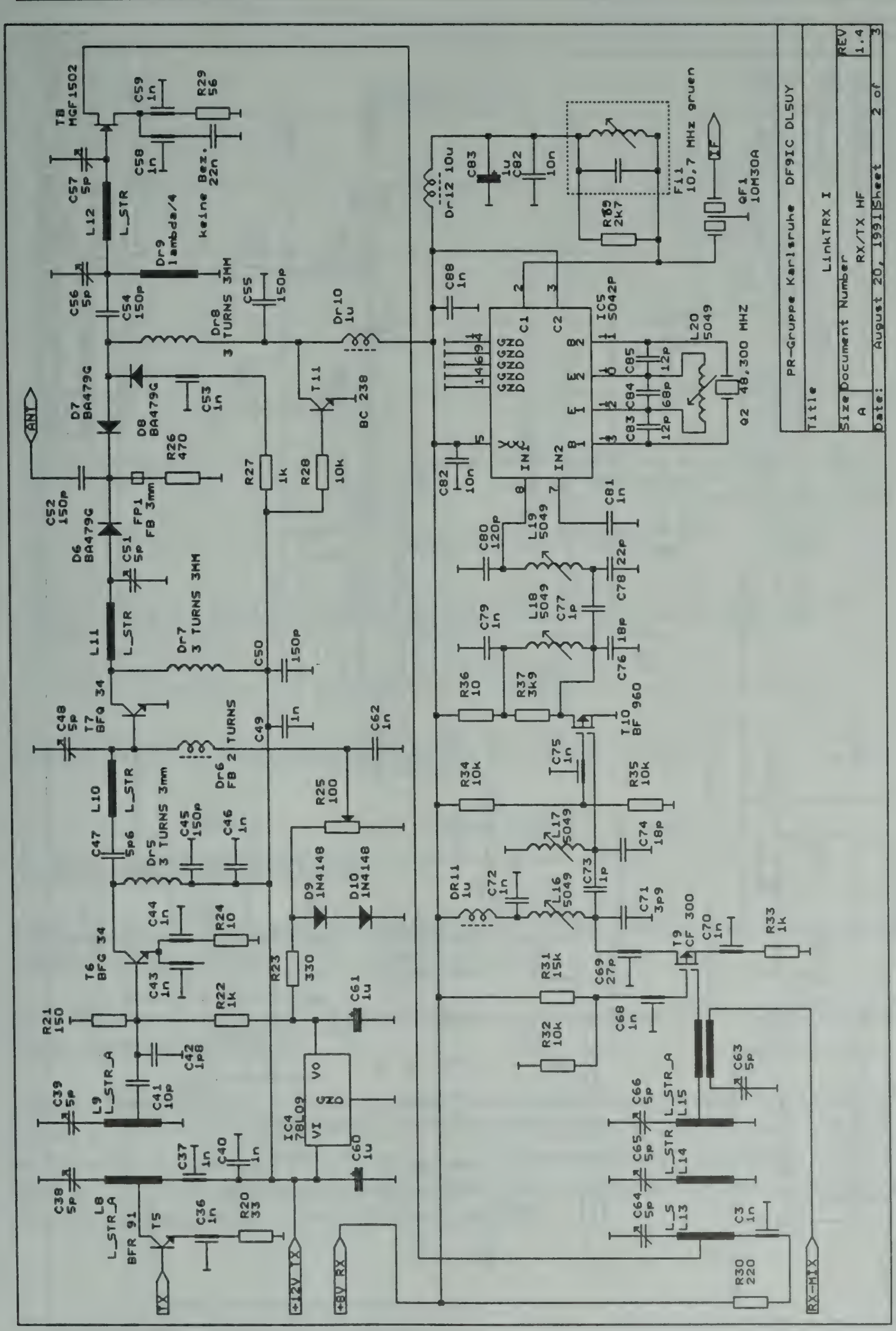


Bild 3 LinkTRX I: Schaltplan Teil 2

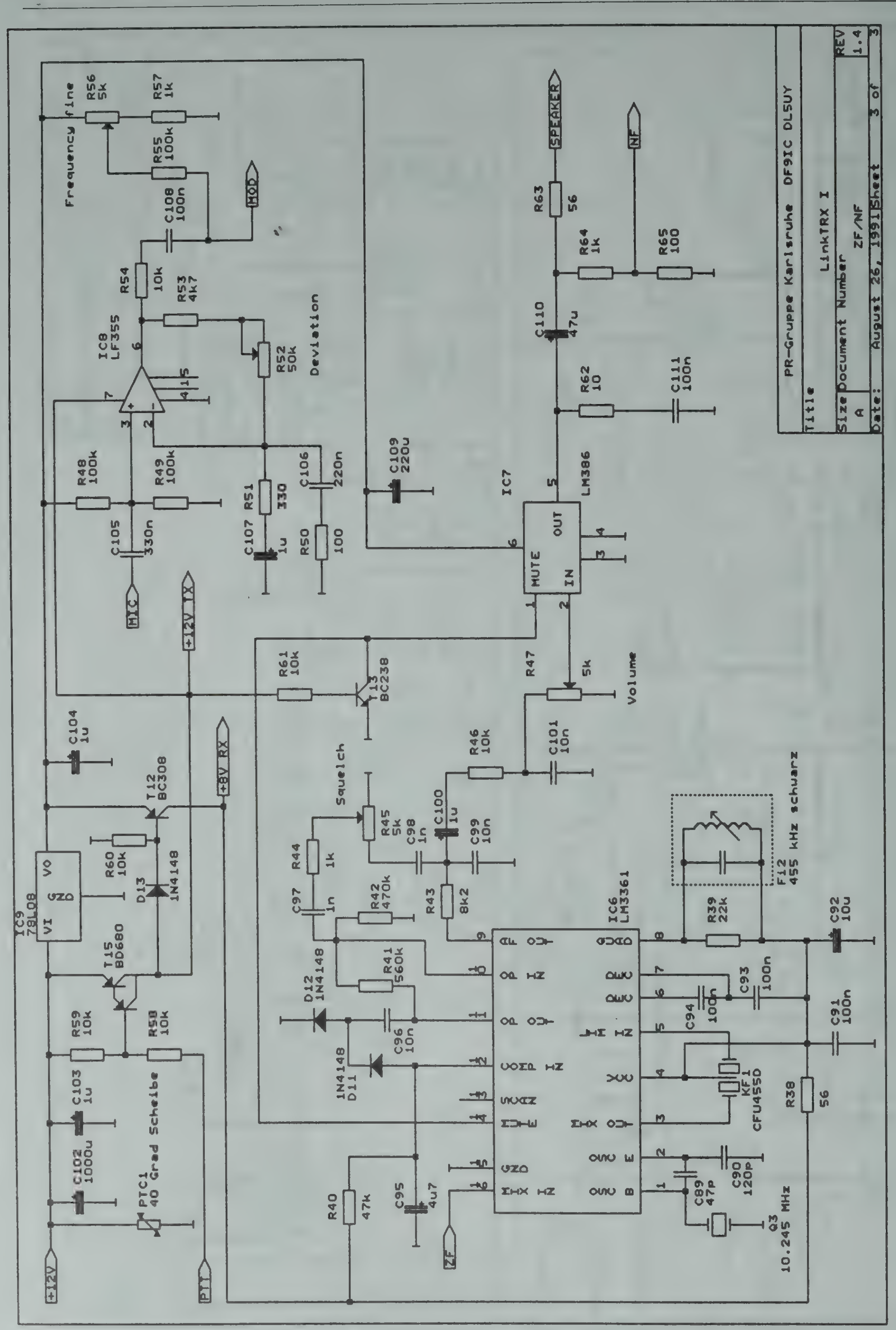


Bild 4 LinkTRX I: Schaltplan Teil 3

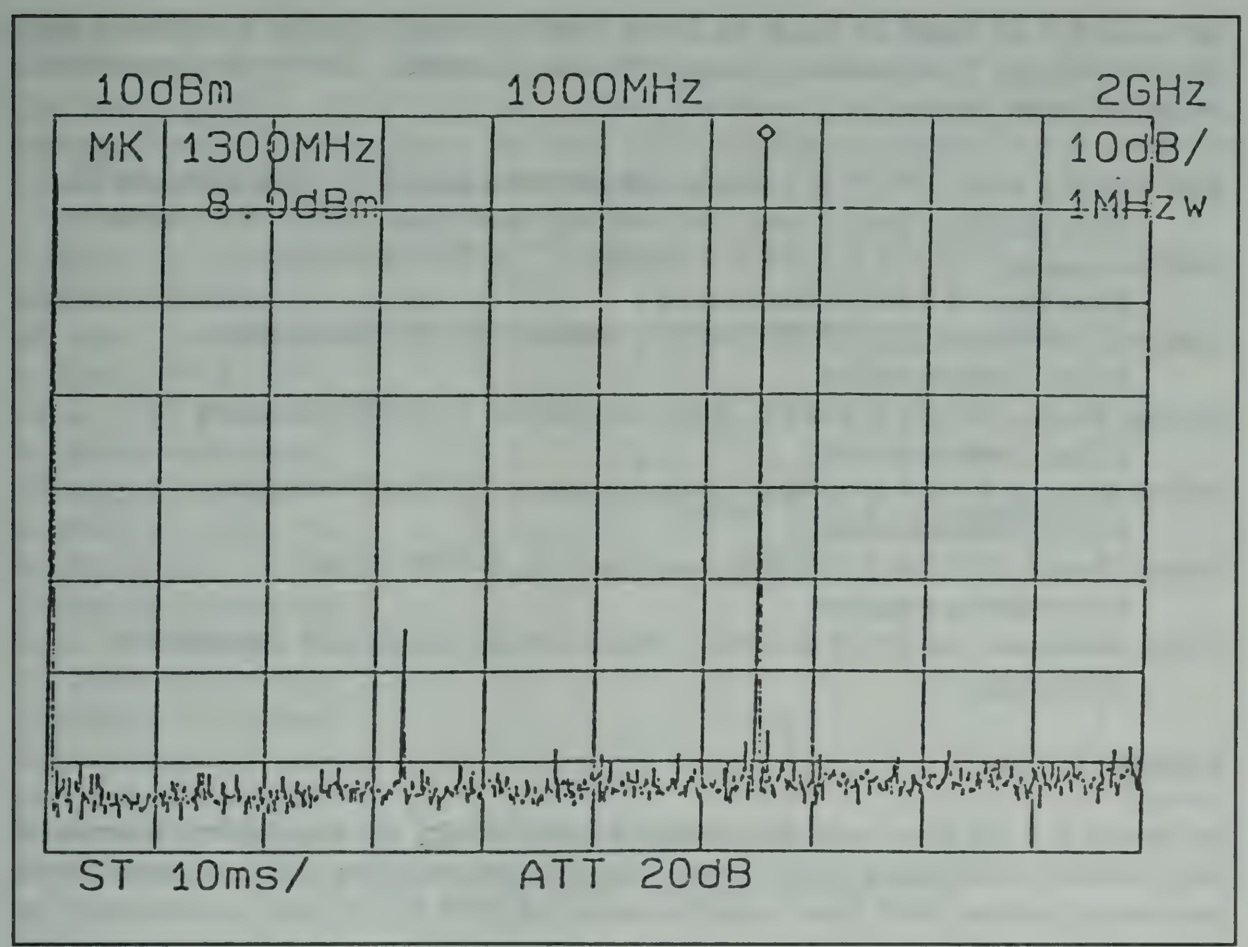


Bild 5 LinkTRX I: Ausgangsspektrum des Senders 0...2 GHz

4. Beispiel: LinkTRX III

Der LinkTRX III ist ein speziell auf die Bedürfnisse von PacketRadio-Interlinkstrecken zugeschnittener Sende-Empfänger für Datenübertragung im 1,3-GHz-Band.

Er besteht aus 4 Baugruppen: Kleinleistungssender, Leistungsverstärker, Duplexer (Antennenweiche) und Empfänger.

Jede der Baugruppen ist in einem abgeschirmten Gehäuse untergebracht, der Leistungsverstärker in einem Aludruckgußgehäuse, der Duplexer in einem Aluminium-Vierkantprofil, die beiden anderen Bausteine in Weißblechgehäusen. Die Verkabelung beschränkt sich weitgehend auf die notwendigen Koaxverbindungen, die Betriebsspannung und die notwendigen Ein- und Ausgänge zum seriellen Rechner-Interface.

Der LinkTRX III wurde im Laufe des Jahres 1990 entwickelt, einzelne Änderungen sowie die Erstellung der Dokumentation fanden 1991 statt. Es handelt sich um ein Gemeinschaftsprojekt folgender Autoren:

Wolf-Henning Rech, DF9IC @ DB0GV, Schöllbronner Str. 28, D-7500 Karlsruhe 51
Gesamtleitung, Spezifikation, Entwicklung, Musterbau, α-Test, Dokumentation
Fred Baumgarten, DC6IQ @ DB0IE, Kandelstr. 27, D-7513 Stutensee 2
Musterbau, α-Test, Dokumentation
Friedrich Schaumann, DG1DS @ DB0SGL, Bolohstr. 65, D-5800 Hagen 1
ß-Test, Dokumentation
Michael Bloch, DF2VO @ DB0GE, Karl-Leibrock-Str. 7, D-6650 Homburg 12
ß-Test, Dokumentation
Patrick Sesseler, DF3VI @ DB0GE, Siebenbürgenstr. 26, D-6650 Homburg
ß-Test, Dokumentation
Norbert Brodel, DF8DR @ DB0SGL, Am Baum 21, D-5800 Hagen 1
ß-Test, Dokumentation
Volker Baumgarte, DL5YCY @ DB0IE, Basler-Tor-Str. 13, D-7500 Karlsruhe 41
Musterbau

Konzept

Es handelt sich um einen vollduplexfähigen Sendeempfänger mit eingebauter Modemschaltung; die Datenübertragung erfolgt durch binäre Frequenzumtastung (FSK) mit einer Schrittgeschwindigkeit von 9600 Baud (einer Datenrate von 9600 Bit/s).

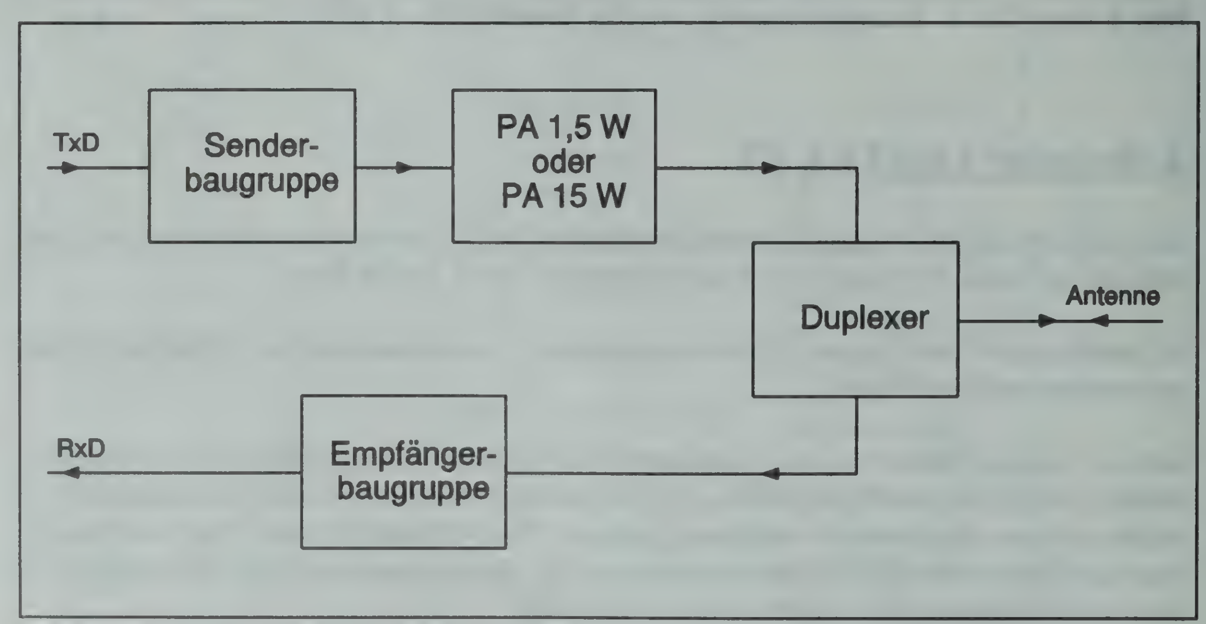


Bild 6 Blockschaltbild LinkTRX III

Sender

Die Sendebaugruppe besteht aus der Datensignalaufbereitung, einem modulierten und thermostatisierten Quarzoszillator und einer PLL-Schaltung mit festem Teilverhältnis zur Vervielfachung auf die Endfrequenz (Bild 7, 8 und 9).

Nahezu die gesamte Schaltung wird über IC1 mit einer stabilisierten Spannung von 9 V versorgt. IC2 restauriert das ankommende Sendedatensignal, so daß es an Pin 7 mit fast 9 V Amplitude und steilen Flanken zur Verfügung steht. IC3 liefert an Pin 7 eine niederohmige Referenz bei der halben Betriebsspannung; somit kann mit P2 die Amplitude des der folgenden Schaltung zugeführten Datensignals ohne Veränderung des Mittelwerts eingestellt werden.

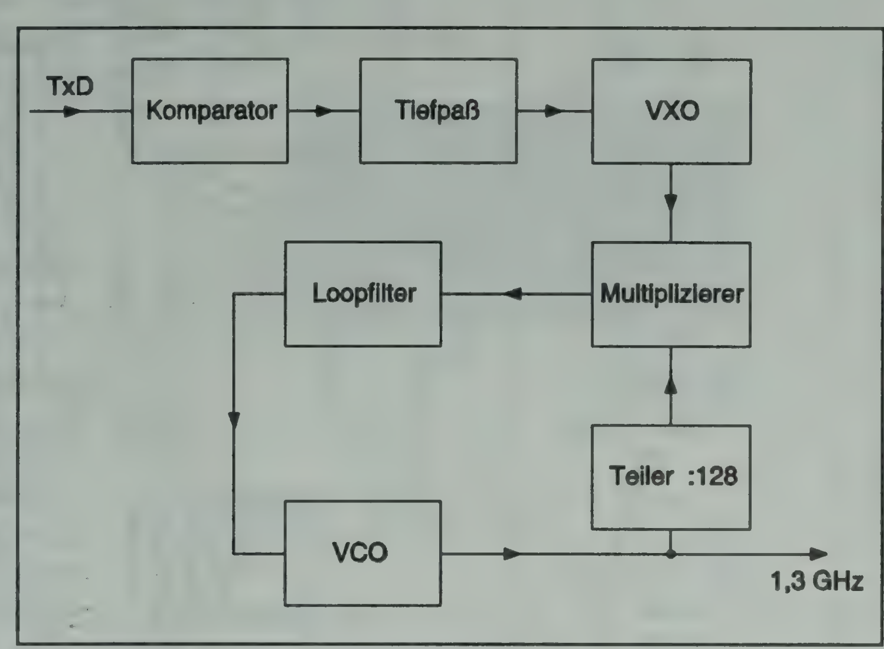


Bild 7 LinkTRX III: Blockschaltbild TX

Die verbleibenden 3 Operationsverstärker aus IC3 addieren dazu eine mit P1 einstellbare Offsetspannung und filtern das Summensignal; das Basisbandfilter ist als Bessel-Tiefpaß 4. Ordnung dimensioniert.

Der frequenzbestimmende Quarzoszillator arbeitet mit einem Grundwellenquarz im Bereich um 10 MHz; es können die gleichen Quarze wie im Hauptoszillator des LinkTRX I eingesetzt werden. Die Standardbeschaltung des S042p (IC4) mit C11...13 ergibt einen Gegentakt-Colpitts-Oszillator. TC1 erlaubt den Abgleich der Sollfrequenz um etwa +/- 70...100 kHz; mit den Kapazitätsdioden ist eine Modulation mit Frequenzhub bis +/- 7 kHz möglich.

Der Quarz ist mit Hilfe eines aufgelöteten Leistungs-PTC-Widerstands thermostatisiert; dabei ist zu beachten, daß die PTC-Ausführung mit 40 Grad Verdopplungstemperatur verwendet wird, die sich einstellende Arbeitstemperatur liegt nämlich deutlich höher, und daß die Versorgungsspannung des PTC gut stabilisiert ist, mehr als 100 mV Änderung beeinträchtigen die Frequenzstabilität; genügt die 12 V-Versorgung diesen Forderungen nicht, kann auch ein zusätzlicher Spannungsregler installiert und der PTC mit 9V o.ä. versorgt werden.

Der im S042p außerdem vorhandene Multiplizierer dient als Phasendetektor für eine Phasenregelschleife (PLL), die einen VCO bei der 128-fachen Quarzfrequenz synchronisiert. Die

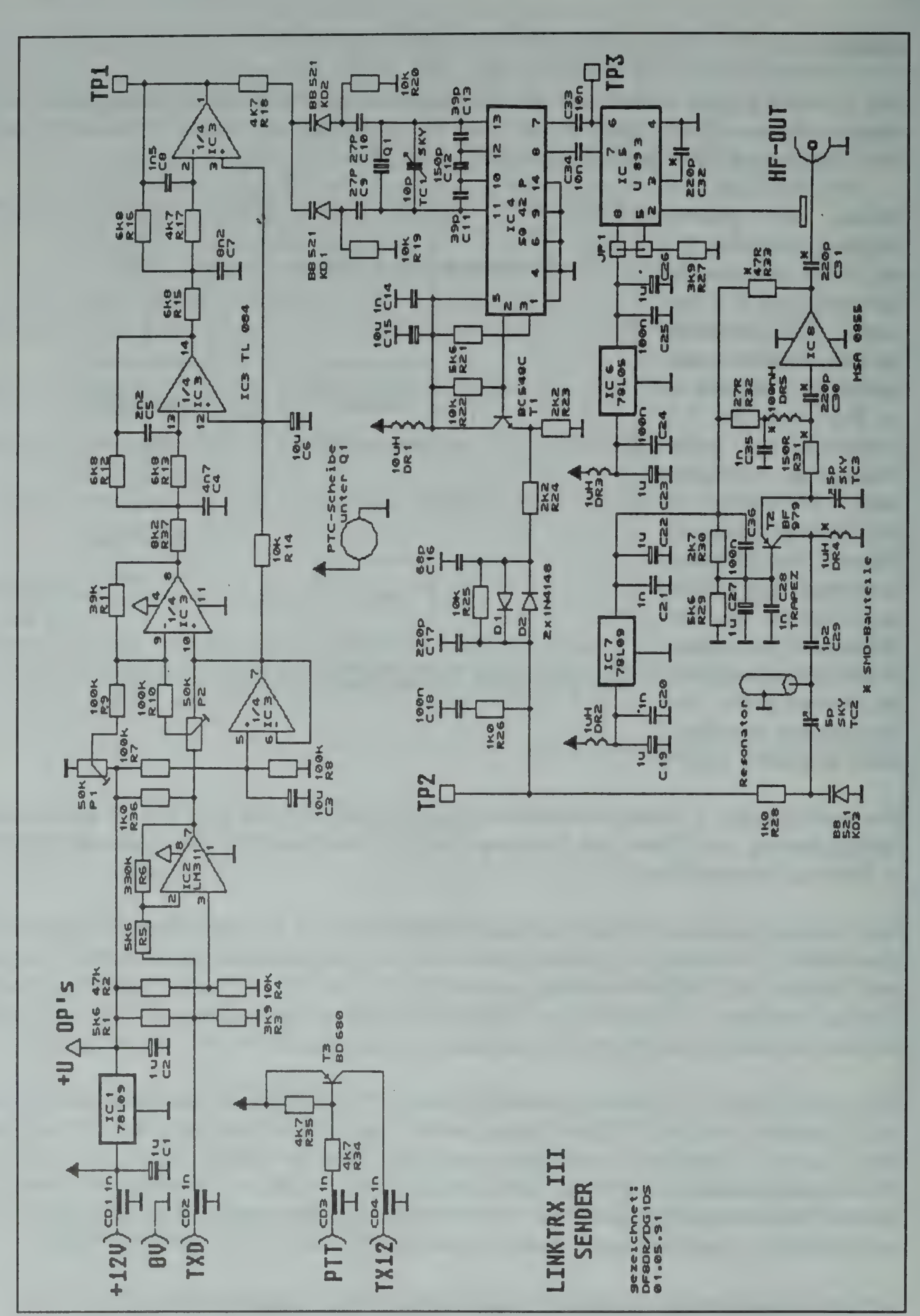


Bild 8 LinkTRX III: Schaltbild TX

Regelgeschwindigkeit der PLL ist dabei so hoch, daß die Frequenzmodulation mit einem Datensignal mit 9600 Baud noch problemlos übertragen wird; wesentlich höhere Datenraten sind mit diesem Konzept aber nicht mehr realisierbar.

Der VCO ist mit einem keramischen Koaxialresonator bestückt, der hohe Leerlaufgüte, günstigen niedrigen Wellenwiderstand mit hoher thermischer und mechanischer Stabilität verbindet. Mit der Leerlaufresonanzfrequenz des Resonators alleine von 1500 MHz erreicht der VCO einen nutzbaren Frequenzbereich von 1100...1300 MHz durch Variation von TC2; der elektrische Abstimmbereich beträgt dabei 15...30 MHz, je nach Mittenfrequenz. Der VCO schwingt jeweils nur in einem kleinen Variationsbereich von TC3 sicher; irgendwelche Nebenresonanzen oder wilden Schwingungen konnten an mehr als 10 Musteraufbauten niemals beobachtet werden.

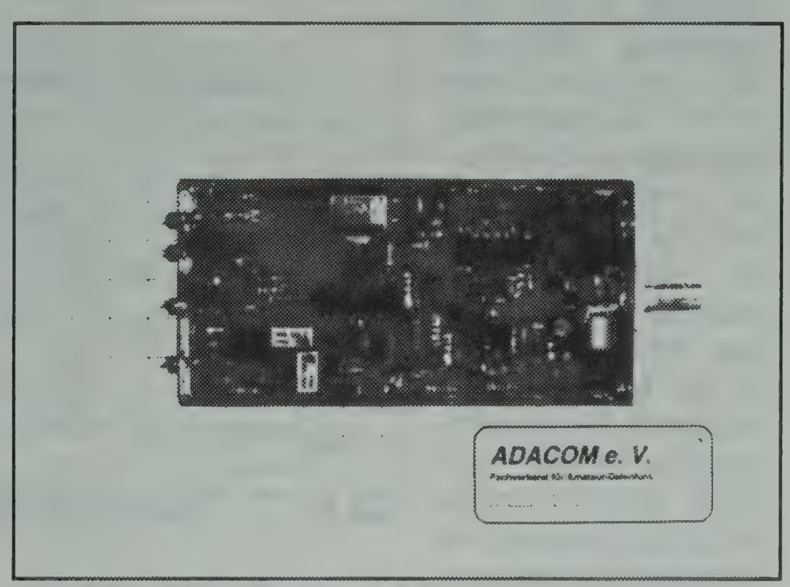


Bild 9 LinkTRX III: Photo TX

Die Auskopplung der HF erfolgt über R31; IC8 verstärkt das Signal bis auf 10...15 mW. An dessen Ausgang wird auch ein Anteil für den Frequenzteiler entnommen.

Empfänger

Die Empfängerbaugruppe ist der größte und komplexeste Baustein. Es handelt sich um einen Dreifach-Überlagerungsempfänger mit Zwischenfrequenzen von 74,7 MHz, 10,7 MHz und 455 kHz. Vorverstärker, Mischer, Lokaloszillator und mehrere Zwischenfrequenzstufen werden ergänzt durch eine Schaltung zur Datenrückgewinnung (Bild 10, 11 und 12).

Der Lokaloszillator ist dabei genauso wie die Frequenzaufbereitung im Sender aufgebaut, lediglich die Modulationsmöglichkeit des Quarzoszillators entfällt. Bei Verwendung im Bereich um 1299 MHz sollte der LO unterhalb der Empfangsfrequenz schwingen, bei 1240 MHz oberhalb.

Der Mischer T3 ist als multiplikativer Mischer ausgeführt, die Oszillatorspannung wird an Gate 2, das Eingangssignal an Gate 1 zugeführt. Ein zweistufiger Vorverstärker (T1 und T2) mit 2 Bandfiltern bietet ausreichend Verstärkung und Spiegelselektion; die Verwendung von rauscharmen Bipolartranistoren verhindert Stabilitätsprobleme durch den schmalbandigen vorgeschalteten Duplexer.

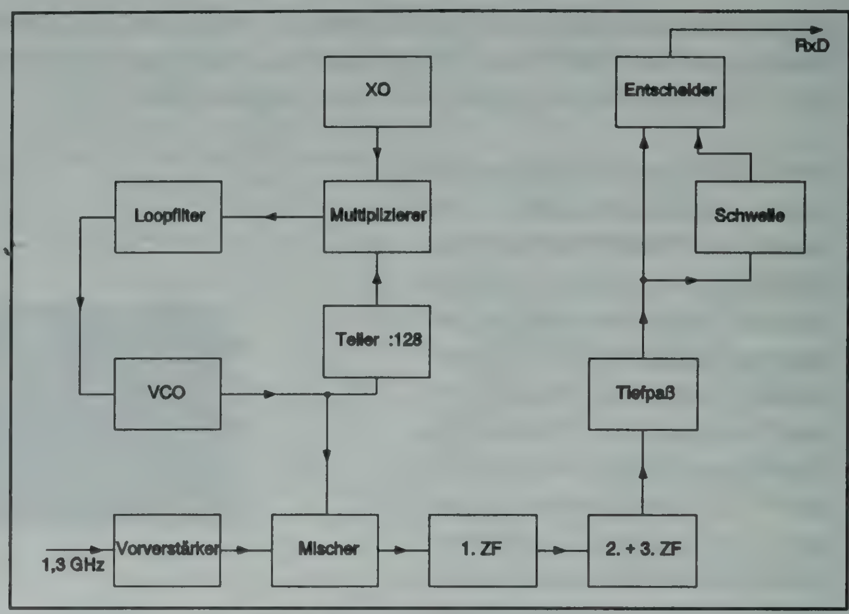


Bild 10 LinkTRX III: Blockschaltbild RX

Die Zwischenfrequenzstufen sind konventionell ausgeführt; der zweite Oszillator ist der Vereinfachung halber ein TTL-Fertigoszillator (CO1). Die bandbreitebegrenzenden ZF-Filter, ein zweipoliges Quarzfilter bei 10,7 MHz und ein vierpoliges Keramikfilter bei 455 kHz, sind beides Typen mit 30 kHz Bandbreite. Der integrierte Zwischenfrequenzverstärker IC8 liefert an Pin 13 eine Signalstärkeanzeige, die einen Bereich von mehr als 60 dB abdeckt. Statt des MC3371 kann auch der LM3361 eingesetzt werden, dieser besitzt den Signalstärkeausgang jedoch nicht.

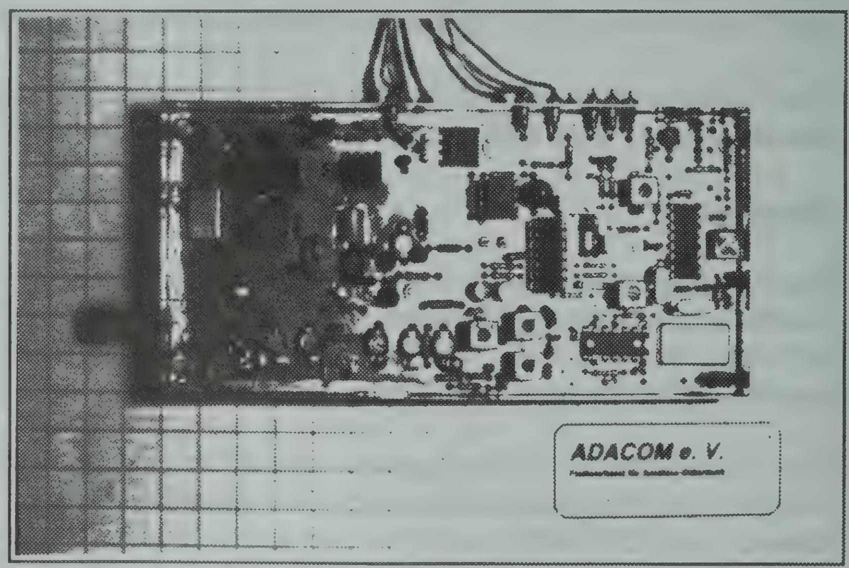


Bild 11 LinkTRX III: Photo RX

IC9B erhält das demodulierte NF-Signal, filtert ZF-Reste und liefert eine Frequuenzmittenanzeige. IC9a nimmt die endgültige Tiefpaßfilterung auf die notwendige Basisbandbreite vor, es handelt sich dabei um einen Butterworth-Tiefpaß 2. Ordnung. Das Datensignal an TP3 wird von IC10 gegen einen konstanten Schwellenwert verglichen, um auf Null oder Eins zu entscheiden.

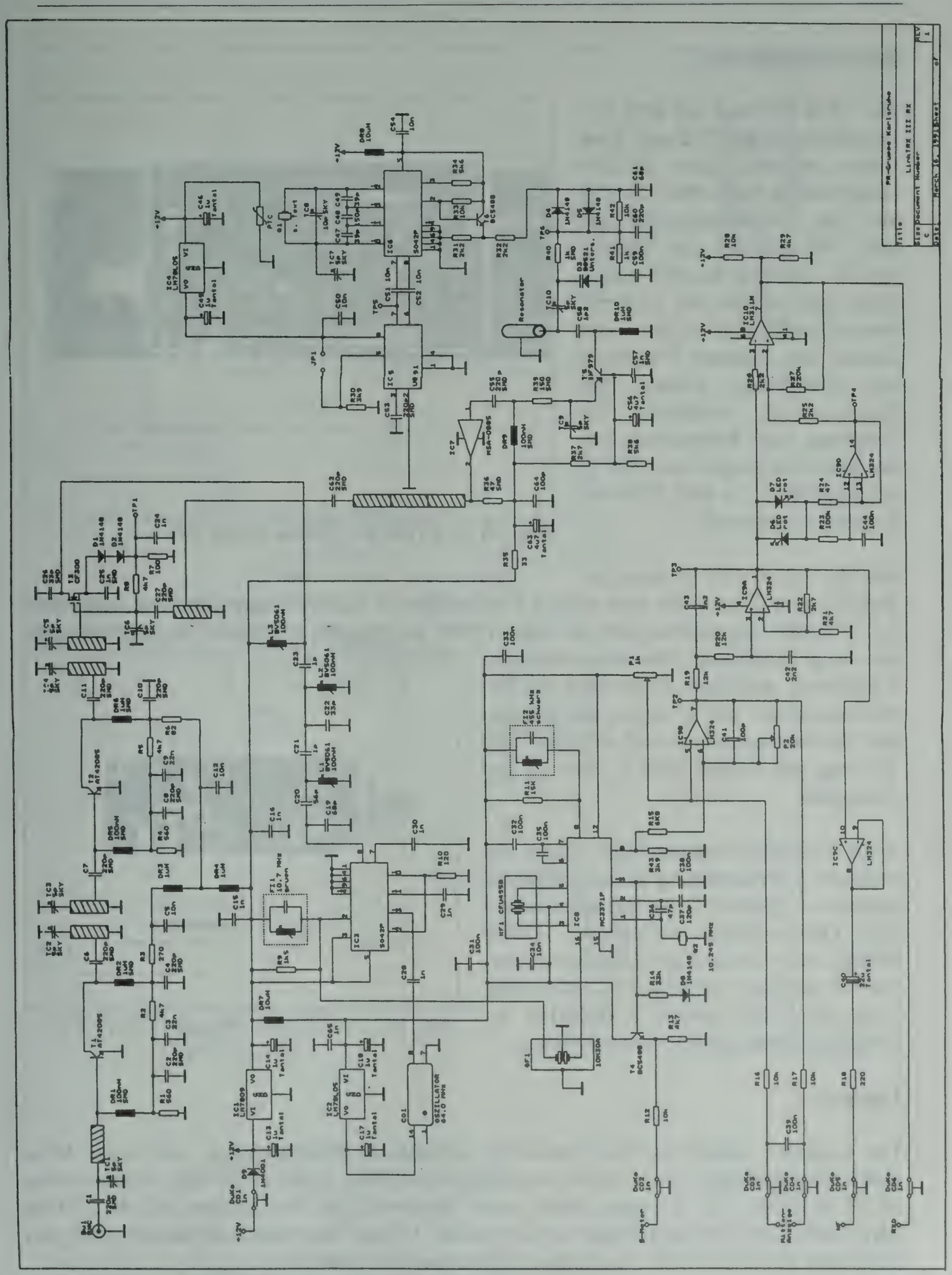


Bild 12 LinkTRX III: Schaltbild RX

Sendeverstärker (PA)

Die 15-W-PA baut auf dem Hybridverstärker M57762 auf. Zwei weitere Stufen erhöhen die Ansteuerleistung von etwa 10 mW aus der Senderbaugruppe auf 400...500 mW für das Verstärker-IC. Sie sind selektiv ausgeführt und müssen bei größeren Frequenzwechseln (z.B. vom oberen zum unteren Bandende) neu abgeglichen werden. Ein Steuereingang ermöglicht die Schaltung des Ruhestroms von der Senderbaugruppe aus. Bild 13 zeigt ein Photo, in Bild 15 ist das Schaltbild dargestellt.

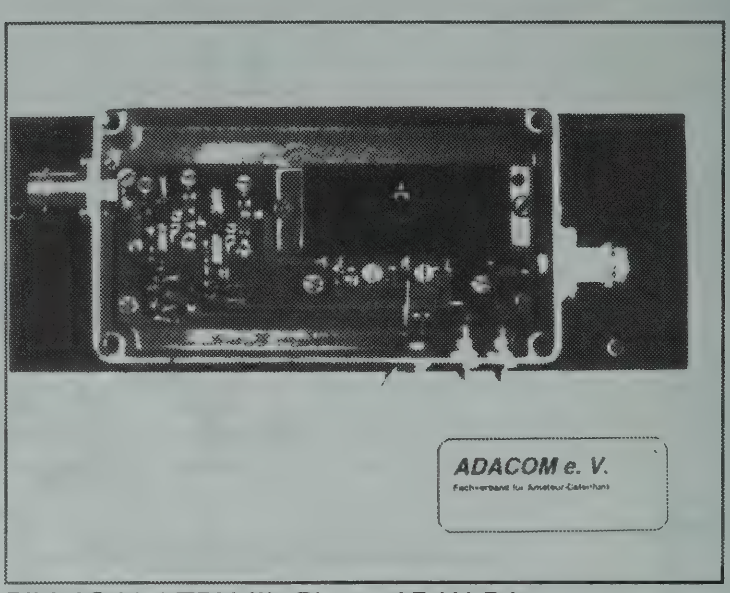


Bild 13 LinkTRX III: Photo 15-W-PA

Bei der 1,5-W-PA kommt der M67715 zum Einsatz, der ohne weitere Zusatzstufen bei 10 mW Eingangsleistung wenigstens 1,5 W liefert. Ein Richtkoppler mit Gleichrichter am Ausgang ermöglicht die Relativanzeige der Ausgangsleistung. Die Abschaltung des Verstärkers geschieht direkt über die Betriebsspannung, das ist wegen der geringeren Stromaufnahme sinnvoll möglich. Bild 14 zeigt das fertige Modul, Bild 16 den Schaltplan.

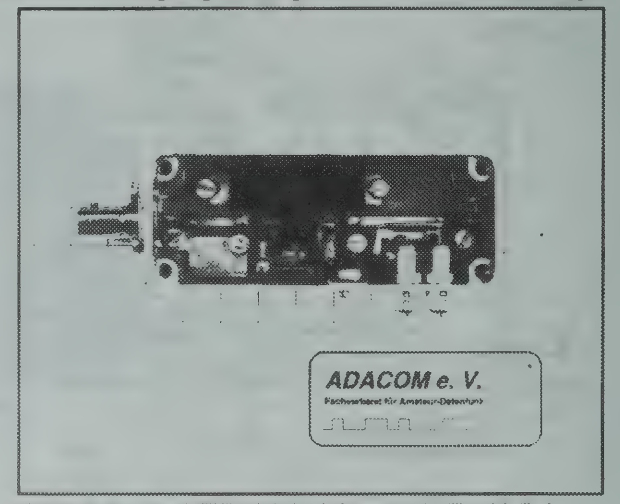


Bild 14 LinkTRX III: Photo 1,5-W-PA

Beide Leistungsverstärker sind wegen der besseren Wärmeableitung in Alu-Druckguß-gehäusen aufgebaut. Diese Bauweise mit auf dem Gehäuseboden aufliegender Platine bedingt eine vollständige SMD-Bestückung, was HF-technisch vorteilhaft ist, aufbautechnisch durch die geringe Komplexität der Schaltung keine großen Nachteile bringt.

Duplexer

Der Duplexer besteht aus zwei gleichartig aufgebauten Filtersektionen, die in der Mitte unmittelbar gekoppelt sind. Je ein dreikreisiges Bandfilter ergibt in 59 MHz Abstand etwa 65 dB Isolation. Es ist ergänzt durch einen Saugkreis, der die Isolation auf über 90 dB vergrößert. Die Einfügungsdämpfung liegt bei ca. 1,5 dB. Eine merkliche Beeinflussung des Empfangs durch Ein- und Ausschalten des Senders tritt nicht auf.

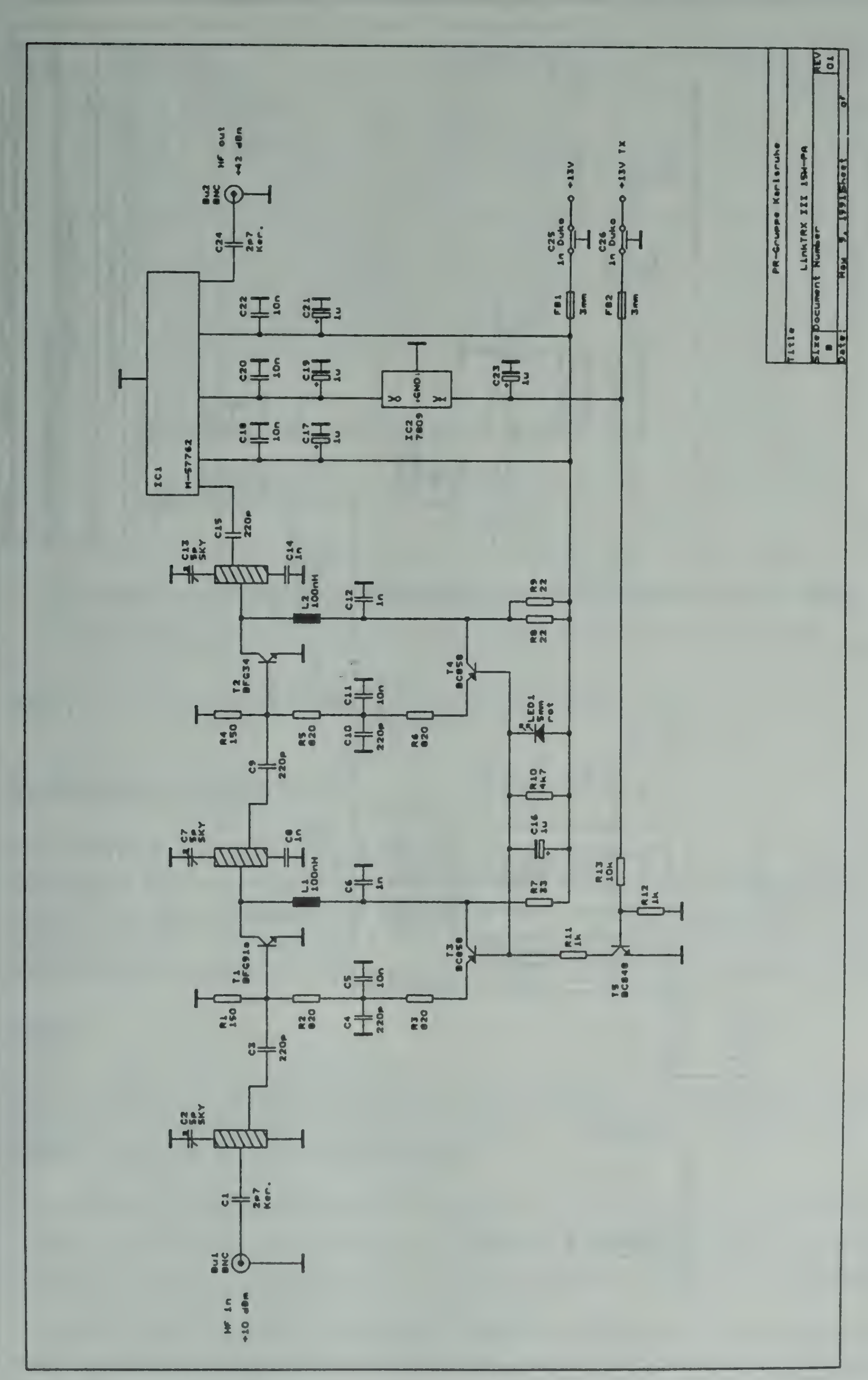


Bild 15 LinkTRX III: Schaltbild 15-W-PA

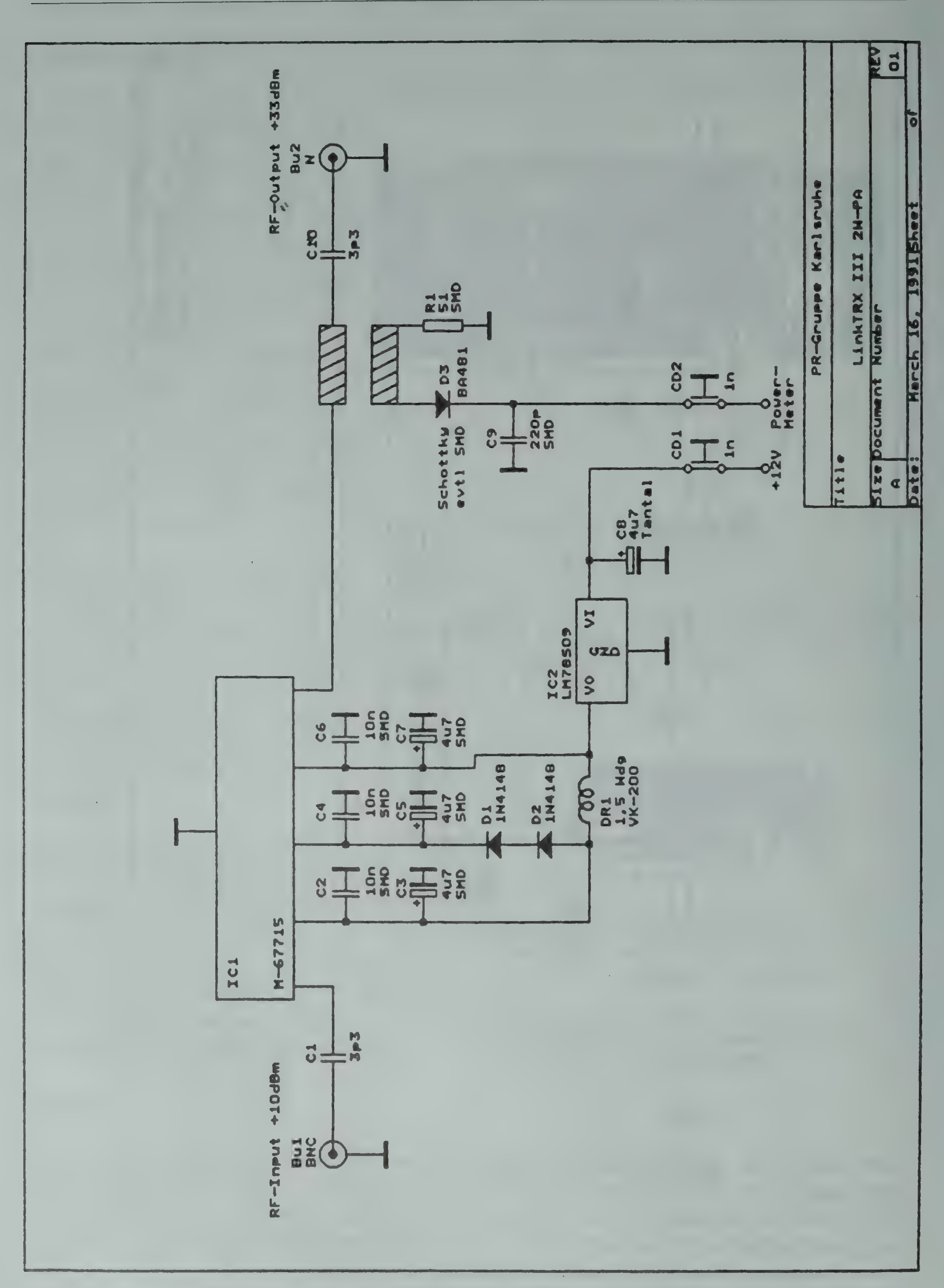


Bild 16 LinkTRX III: Schaltbild 1,5-W-PA

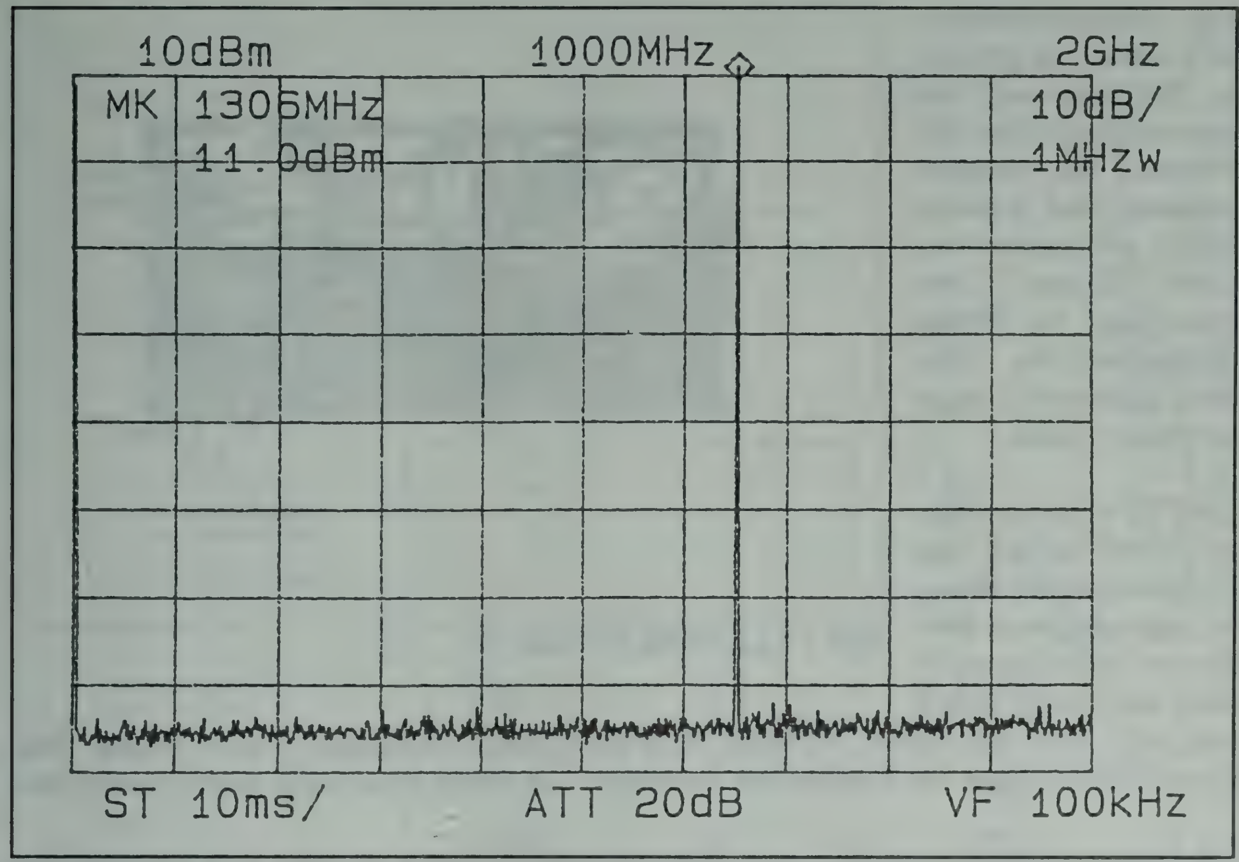


Bild 17 LinkTRX III: Ausgangsspektrum TX 0...2 GHz

5. Beispiel: LANTRX I

Der LANTRX I ist ebenfalls ein modulares System, arbeitet aber im 70-cm-Band. Die Baugruppen sind vorgesehen zur Realisierung eines Vollduplexbenutzerzugangs beim Netzknoten. Von den drei Baugruppen Sender, PA und Empfänger sind bis dato lediglich zwei realisiert, der RX steht noch aus. Auf die Beschreibung eines Duplexers wird verzichtet, da hier brauchbare Exemplare in bislang ausreichender Zahl am Surplus-Markt erhältlich sind.

Sender

Der Aufbau der Frequenzaufbereitung ist vergleichsweise "konventionell", das Ausgangssignal eines Quarzoszillators wird sukzessive auf die Endfrequenz vervielfacht und mehrfach gefiltert. Folgende Besonderheiten bestehen:

- der Oszillator arbeitet mit einem hochfrequenten Grundwellenquarz bei 36 MHz. Dadurch spart man Vervielfacherstufen bei hervorragender Ziehfähigkeit (Modulierbarkeit).
- die beiden ersten Verdoppler sind symmetrisch ausgeführt (IC1 und 2) und unterdrücken deshalb viele unerwünschte Frequenzen zusätzlich.
- es werden nur Fertigspulen verwendet, insgesamt sind gerade 7 Spulen abzugleichen.
- der (Klein-)Leistungsverstärker kommt ohne Abgleich des Ausgangsnetzwerks und des Arbeitspunkts aus.

Die Modulationsschaltung sieht zwei getrennte Eingänge vor, der eine durchläuft eine NF-Filterung mit Bandbegrenzung und Preemphasis, der andere hat einen "flachen" Frequenzgang. So können unterschiedliche Modems gleichzeitig angeschlossen werden.

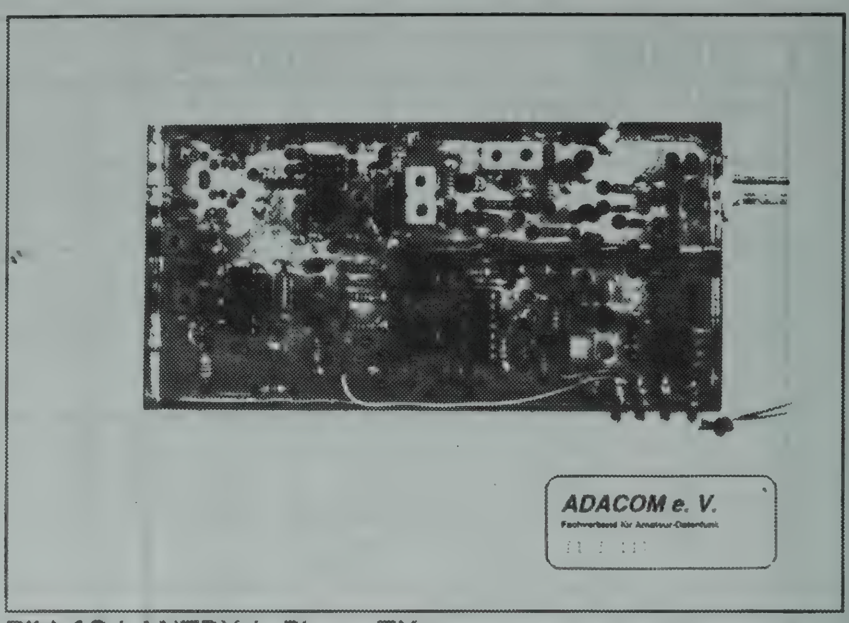


Bild 18 LANTRX I: Photo TX

Die PTT schaltet mehrere Stufen, so daß eine Trägerunterdrückung bei abgeschaltetem Sender von 100 dB erreicht wird; dies genügt, damit auch sehr dicht benachbarte Stationen nicht mehr durch Restsignale gestört werden. Der eigentliche Oszillator mit integriertem Verdoppler und Puffer ist dagegen ständig in Betrieb.

Die Ausgangsleistung ist mit 0,3...0,4 W ausreichend bemessen, um einen Hybrid-Leistungsverstärker anzusteuern. Nichtharmonische Nebenwellen sind wenigstens 70 dB unterdrückt, die Oberwellen dagegen kaum abgesenkt. Für die Anwendung als Steuersender spielt das keine Rolle; wenn die Baugruppe aber ohne Leistungsverstärker an einer Antenne betrieben werden soll, muß unbedingt ein externes Tiefpaßfilter nachgeschaltet werden.

Sendeverstärker (PA)

Der Sendeverstärker ist im Moment "freitragend" in einem Alu-Druckgußgehäuse montiert. Die Ausgangsleistung hängt vom Typ des eingestezten Verstärkers ab (meist 15...30 W). Eine Variante mit zusätzlichem Tiefpaßfilter, welches die interne Oberwellenunterdrückung der Hybridschaltung (typ. 40 dB) verbessert, in einem größeren Gehäuse wäre sinnvoll.

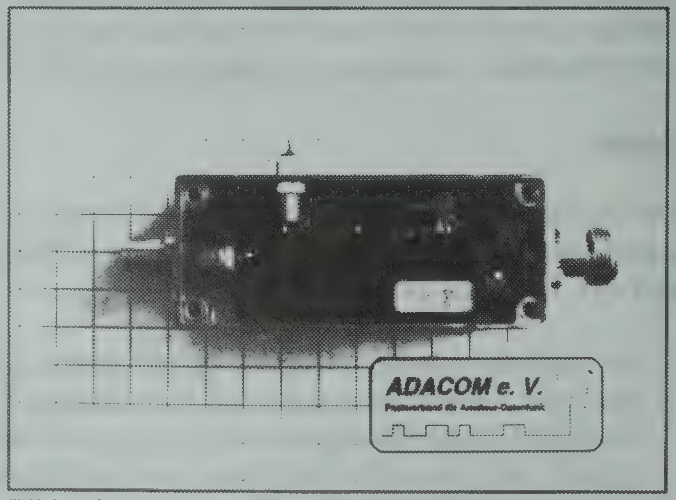


Bild 19 LANTRX I: Photo PA

Durch die gute Restträgerunterdrükkung der Senderbaugruppe und den C-Betrieb-Arbeitspunkt der "FM"-Hybridverstärker ist eine Abschaltung im "Nicht-Sendefall" unnötig.

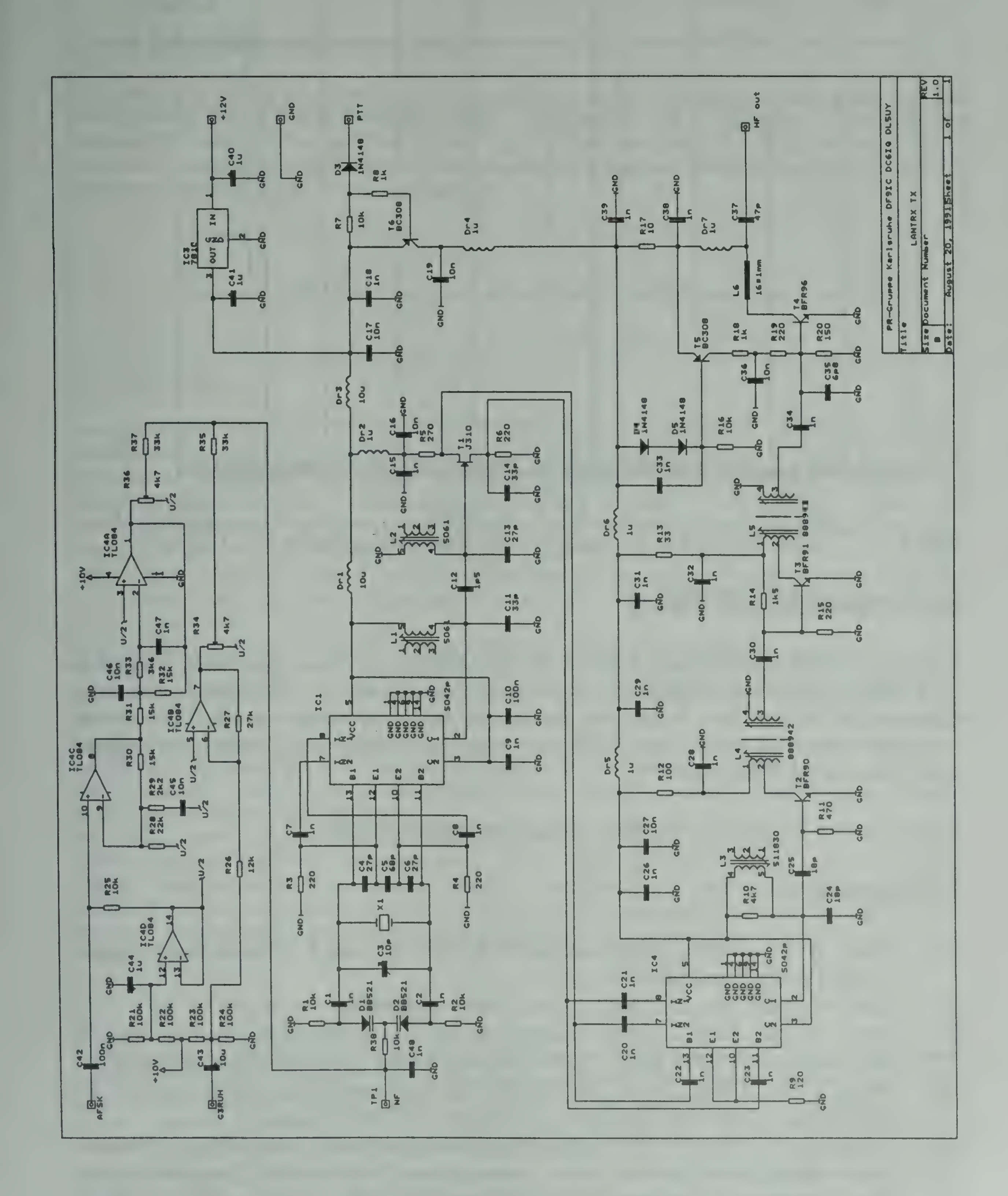


Bild 20 LANTRX I: Schaltbild TX

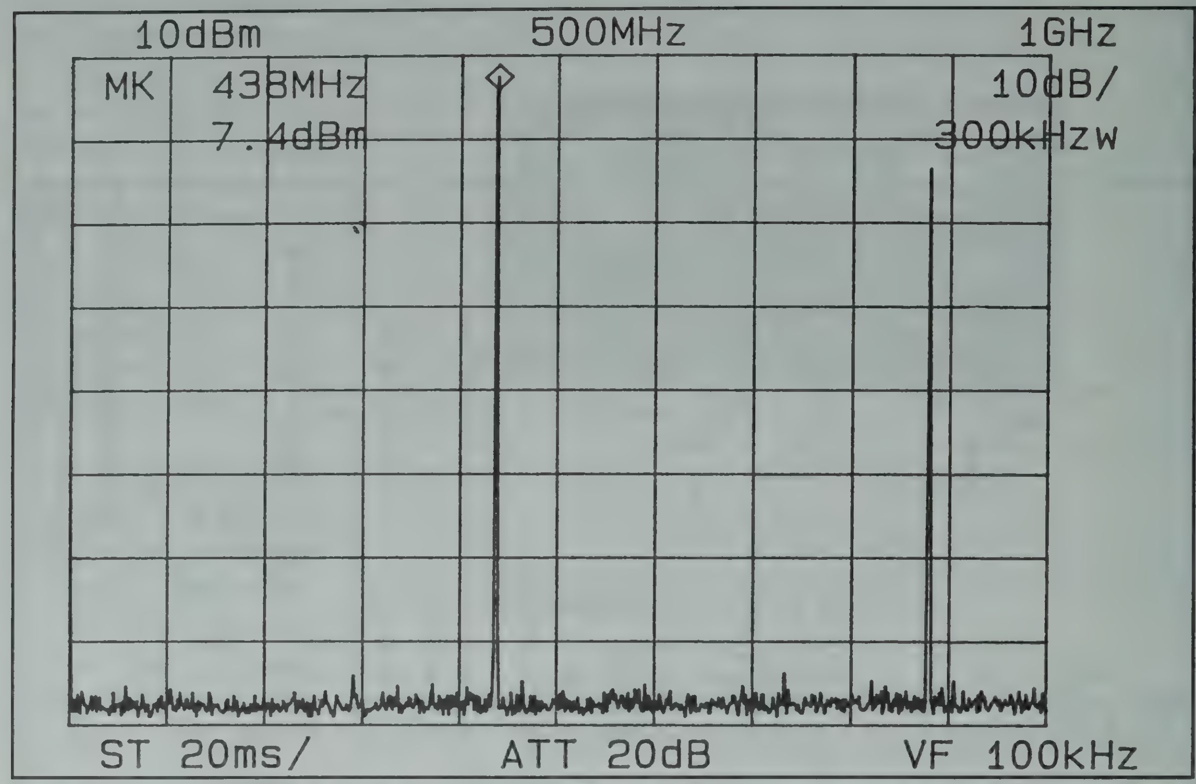


Bild 21 LANTRX I: Ausgangsspektrum Senderbaugruppe 0...1 GHz

6. Beispiel: USERTRX I

An einem einfach nachbaubaren Konzept für den Benutzer wird z.Z. gearbeitet. Geplant ist ein Einplatinen-Sende-Empfänger für eine feste Duplexfrequenz im 70cm-Band. Zugunsten eines möglichst günstigen Preises werden technische Kompromisse in Kauf genommen. Tauglichkeit für FSK-Modulation (G3RUH-Modem) ist Vorbedingung, ebenso ein Abgleich ohne spezielle HF-Meßgeräte.

Eventuell kann im Vortrag ein erster Prototyp vorgestellt werden.

7. Literatur

[1] Rech, W.-H., DF9IC: DER Interlink-TRX. Vortrag beim 4. Internationalen Packet-Radio-Treffen Frankfurt/Main 1988.

[2] Dokumentation zum LinkTRX I (beim Autor erhältlich).

[3] Rech, W.-H., DF9IC: Neue Baugruppen für 23-cm-Interlinks. Vortrag beim 6. Internationalen Packet-Radio-Treffen Frankfurt/Main 1990 (Skriptum erhältlich).

[4] Rech, W.-H., DF9IC, et al.: Der LinkTRX III. Dokumentation erhältlich bei DG1DS @ DB0SGL, Friedrich Schaumann, Bohlohstr. 65, 5800 Hagen 1.

[5] Jones, G., WD5IVD, TAPR packetRADIO development team: Tucson Amateur Packet Radio packetRADIO project. Proceedings of the 8th ARRL Computer Networking Conference. Newington CT: ARRL 1989, 108-113.

[6] DH6IAL: Packet-Radio-Transceiver für 70 cm. Beam 7/91, 13-21.

Quarzstabile VCO-Frequenzen für ATV-Aufbereitungen von 16 bis 12800 MHz durch Mikroprozessor-gesteuerte PLL's.

Günter Sattler, DJ4LB

Eine Zusammenfassung voraus:

Es wird ein Single-Chip-Mikrocontroller mit einem **speziellen Programm für ATV-Anwendungen** vorgestellt. Dieser Controller steuert sowohl die Eingabe von Frequenzen in PLL's von ATV-Sendern und Empfängern als auch deren Anzeige auf einem alphanumerischen LC-Display.

Beispiel: TX 2418,75 MHz

1249,625 MHz FIX

Einleitung:

Amateur-Fernsehen (ATV) als Sonderbetriebsart innerhalb des Amateurfunks ist derzeit auf dem 70-cm-Band sowie auf den GHz-Bändern machbar. Diese Frequenzbänder sind aber nicht nur (nicht mehr!) dem Amateurfunkdienst allein zugeteilt, sondern sie werden mit allen möglichen (und unmöglichen) kommerziellen Funkdiensten zunehmend dichter besetzt. Daraus ergibt sich, daß die technischen Anforderungen an die Amateurfunkgeräte hinsichtlich Nebenwellendämpfung und Frequenzstabilität immer höher werden.
Freischwingende, spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCO's), die direkt auf den GHz-Bändern betrieben werden, haben gegenüber Quarzoszillatoren auf niedrigen Frequenzen mit anschließenden Vervielfacherstufen wesentliche Vorteile: Sie erzeugen prinzipiell keine Nebenwellen und die auf diesen Bändern häufig verwendete Frequenzmodulation macht wenig Probleme, weil das Modulationssignal einfach der Abstimmspannung überlagert werden kann.
Es ist aber nicht Stand der Technik, während einer ATV-Sendung die Sendefrequenz zu messen, mit dem Sollwert zu vergleichen und Abweichungen manuell durch Verändern der Abstimmspannung zu korrigieren. Das machen die anschließend beschriebenen PLL-Schaltungen automatisch, quarzgenau und mehr als 7800 mal in jeder Sekunde!

PLL-stabilisierte VCO's

Stand der Technik sind VCO's, die mit einer PLL (Phasen-Frequenz-Regelschleife) zusammengeschaltet sind. Die Vorteile von quarzgesteuerten und freischwingenden Oszillatoren treten hier kombiniert auf: Die Ausgangsfrequenzen sind quarzstabil, obwohl Breitband-Frequenzmodulation (bei entsprechend dimensionierten Schleifenfiltern) weiterhin möglich ist. PLL-Schaltungen sind deshalb für AM-,sowie für FM- und für kombinierte AM/FM-ATV-Konzepte optimal geeignet.

Welche PLL?

SP 5060 (Plessey)

Es gibt recht einfach zu betreibende integrierte PLL's, wie den Plesey-Typ SP 5060, der aus mehreren ATV-Baubeschreibungen bekannt ist. Dieser Chip enthält ausschließlich feste Frequenzteiler, die stabilisierte Ausgangsfrequenz ist stets das 256-fache der Referenzquarzfrequenz. Mit einem 5,000-MHz-Quarz lassen sich 1280 MHz stabilisieren, für eine Ausgangsfrequenz von 1250 MHz würde ein 4,8828125-MHz-Referenzquarz benötigt. Welchen Quarz braucht man beispielsweise für 1275,5 oder 1252,125 MHz usw, usw und wo bekommt man so schnell all diese Quarze her?
Deshalb schnell weiter zum nächsten PLL- Chip, dem

SDA 3302 (Siemens)

Speziell für Fernsehanwendungen gibt es als Nachfolger des SDA 3202 den Pin- und Software-kompatiblen Siemens-Typ SDA 3302. Dieser Chip enthält einen programmierbaren Frequenzteiler mit allen Teilerverhältnissen zwischen 256 und 32767. Damit ließen sich mit einem einzigen 4-MHz-Referenzquarz entsprechend viele Frequenzen zwischen 16 und 2048 MHz stabilisieren. Da aber das HF-Eingangsteil dieses Chips bis maximal 1600 MHz arbeitet, bleiben "nur" ca. 25.000 verschiedene Frequenzen. Das Programmieren der Teilerverhältnisse und somit der Frequenzen erfolgt durch Dateneingabe über den I2C-BUS in den Chip.
Im Heimfernseher übernimmt diese Aufgaben ein anwendungsspezifischer Mikrocontroller, der Signale von der Fernbedienung annimmt, Anzeigen steuert und neben Daten für Lautstärke, Helligkeit u. a. auch Daten zur Frequenz- bzw. Kanal- und Bandwahl an den SDA 3302 ausgibt.
Doch wer übernimmt diese Aufgaben in ATV-Empfängern und -Sendern? Ab heute ein Mikroprozessor mit einem speziell für ATV-Anwendungen entwickelten Programm, dem **ATV-Programm SDA 3302**. Die Hauptfunktion dieses Programms ist die Dateneingabe in PLL-Chips vom Typ SDA-3302.

Was ist mit diesem Chip alles anzufangen?

PLL-Betrieb

Seine Vorläufertypen "3202" sind über die I2C-BUS-Schnittstelle nur auf **einer** Adresse anzusprechen, während die neuen "3302"-Typen hardwaremäßig auf vier verschiedene Adressen einstellbar sind. Daher lassen sich vier SDA-3302-Chips am selben BUS parallelschalten und trotzdem selektiv ansprechen. Dies ist sehr vorteilhaft für Frequenzaufbereitungen in ATV-Sende/Empfangsgeräten, weil hierbei mehrere VCO's auf unterschiedlichen Frequenzen benötigt werden,die demzufolge mit Hilfe mehrerer PLL's einzustellen und zu stabilisieren sind.
Die kleinstmöglichen Frequenzschritte hierbei sind 62,5 kHz. Für ATV-Anwendungen sind Vielfache davon zweckmäßig, wie beispielsweise 125-kHz-Schritte im 70- und 23-cm-Band oder 1-MHz-Schritte im 10-GHz-Band.
Die oberen Grenzfrequenzen beider SDA-Chips liegen einheitlich zwischen 1500 und 1600 MHz, folglich sind VCO's nur bis zu dieser Grenze direkt zu stabilisieren.

Höhere VCO-Frequenzen müssen durch externe Vorteiler auf den Arbeitsbereich der SDA-Pll's heruntergeteilt werden. Die Auswahl an preisgünstigen GHz-Teilern ist nicht all zu groß, man erreicht damit etwa die 3-GHz-Grenze. Verwendet man Typen wie den 2:1-Vorteiler µPB 581C (NEC) o.ä., so lassen sich alle VCO's, die direkt im 13-cm-Band arbeiten [Lit.1] stabilisieren sowie beispielsweise auch Überlagerungs-Oszillatoren in Satellitentunern, die um die Zwischenfrequenz 479,5 MHz über dem Sat.-ZF-Bereich von 950 -1750 MHz schwingen.
Noch höhere Frequenzen für ATV-Sender im 5- oder 10-GHz-Bereich werden heutzutage durch Frequenzvervielfacher erzeugt,die VCO's auf 1,25 oder 2.5 GHz nachgeschaltet sind. Auf die gleiche Weise gewinnt man auch Überlagerungsfrequenzen für ATV-Empfangsmischer auf den höheren GHz-Bändern, falls dort nicht andere Techniken zum Einsatz kommen, wie beispielsweise direkt auf 9 oder 10 GHz schwingende Oszillatoren, die mit dielektrischen Resonatoren stabilisiert sind.

Betrieb als Frequenzteiler

Die SDA 3202/3302-Chips sind nicht ausschließlich als Pll's zu betreiben: Im sog. "Testmodus" werden die geteilten Eingangsfrequenzen im TTL-Pegel ausgekoppelt, wodurch sich die Chips bei entsprechender Programmierung als dekadische Vorteiler für Frequenzmesser einsetzen lassen. Da beim Selbstbau und Abgleich von Frequenzaufbereitungen im GHz-Bereich geeignete Frequenzmesser benötigt werden, ist es zweckmäßig, zumindest unter einer der vier Chipadressen eine Programmierung als Frequenzteiler vorzusehen. Bei einem programmierten Teilerverhältnis von 10.000 : 1, bzw. 5.000 : 1 mit externem 2 : 1 - Vorteiler (µPB 581 C), lassen sich alle Frequenzen bis 1,5 bzw. 3 GHz, die mit der PLL zu stabilisieren sind, auch messen. Dazu ist jeder Frequenzzähler geeignet, der bis mindestens 300 kHz funktioniert.

Wie kommen die Daten in den Chip?

Die SDA 3202/3302-Chips haben jeweils zwei Pins, den SDA und den SCL, für den Datenaustausch über den I2C-BUS, einen seriellen, asynchronen Zwei-Leitungs-BUS. Auf der SDA-Leitung erfolgt die Daten-Ein/Ausgabe und die SCL-Leitung führt den zugehörigen Takt.
Die eingegebenen Daten bleiben so lange im Chip, bis sie durch neue Daten überschrieben werden oder bis die Betriebsspannung unterbrochen wird.
Die I2C-BUS-Spezifikationen sind kein Geheimnis und die **logische Zuordnung** zwischen Datentelegrammen und Funktionen des SDA-3302 sind hier als Datenblattauszug wiedergegeben.
Der SDA 3202/3302 läßt sich deshalb auch zum Experimentieren von Hand programmieren. Dazu braucht man lediglich einen Kipp-schalter für die Dateneingabe und eine Taste für den Takt, zusammen mit einer Kontakt-Entprellschaltung, wie in [Lit.2] ausführlich beschrieben.
Der hier vorgestellte, speziell für ATV-Anwendungen programmierte Mikroprozessor steuert über den I2C-BUS die SDA-3302-Chips als Pll's oder Frequenzteiler jedoch wesentlich schneller und unvergleichlich komfortabler für den Anwender.

SDA 3302

Logische Zuordnung

0	0	RX
0	1	Teiler
1	0	FIX
1	1	TX

MSB

Adressbyte	1	1	0	0	0	MA1	MA0	0	A

prog. Teiler Byte 1	0	n14	n13	n12	n11	n10	n9	n8 A
		1024	512	256	128	64	32	16 MHz

prog. Teiler Byte 2	n7	n6	n5	n4	n3	n2	n1	n0 A
	8	4	2	1 MHz	500	250	125	62,5 kHz

Steuerinfo Byte 1	1	5I	T1	T0	1	1	1	OS	A

Steuerinfo Byte 2	P7	P6	P5	P4	X	P2	P1	P0	A

A = Acknowledge

Teilerverhältnis:

N = 16384*n14 + 8192*n13 + 4096*n12 + 2048*n11 + 1024*n10 + 512*n9 + 256*n8 +
+ 128*n7 + 64*n6 + 32*n5 + 16*n4 + 8*n3 + 4*n2 + 2*n1 + n0

Bandwahl:

P2 ... P0 = 1 Open-Kollektor-Ausgang ist aktiv

Portausgänge:

P7 ... P4 = 1 Open-Kollektor-Ausgang ist aktiv

Pumpstromumschaltung:

5I = 1 hoher Strom , gewählt beim Prog. SDA 3302

UD-Abschaltung:

OS = 1 UD ist abgeschaltet

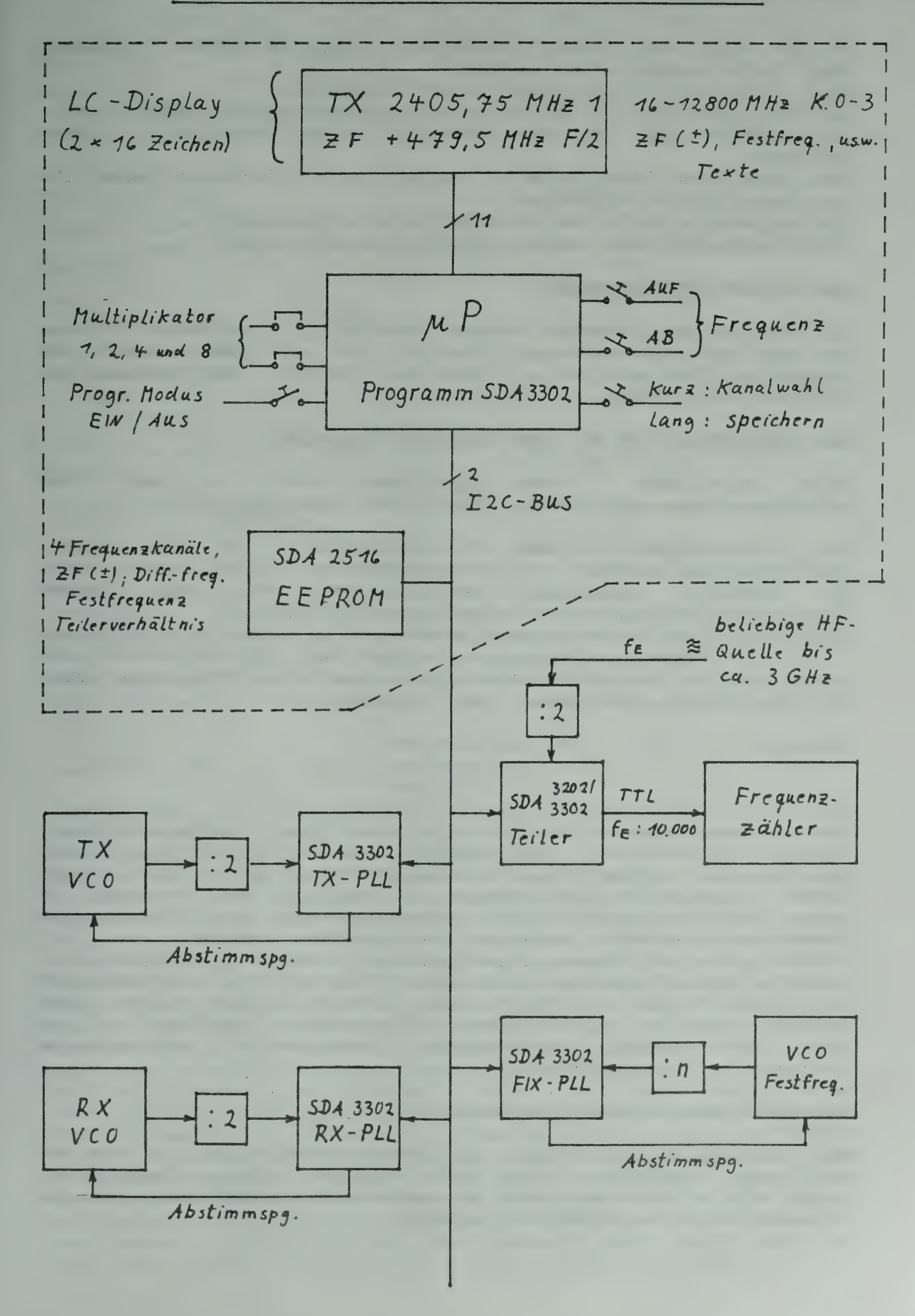
Testmodus:

T1,T0 = 0,0 Normalbetrieb (Betrieb als PLL)

T1 = 1 P6 = Fref; P7 = Cy (Betrieb als Frequenzteiler)

T0 = 1 TRI-STATE Charge Pump in den hochohmigen Zustand

Funktionen des Programms SDA 3302



Die Schnittstellen

An der einen **seriellen** I2C-BUS-Schnittstelle können insgesamt fünf Chips angeschaltet werden:
Drei Chips vom Typ SDA 3302 als Pll', sowie
ein Chip vom Typ SDA 3202/3302 als Frequenzteiler, zusätzlich
ein EEPROM vom Typ SDA 2516 als nichtflüchtiger 1 kBit-Speicher.
Die **parallele** Schnittstelle steuert eine alphanumerische LC-Anzeige mit 2 x 16 Zeichen.
Zur Bedienung durch den Anwender sind vorgesehen:
Vier Tastenkontakte sowie zwei steckbare Brücken.

Was wünscht der Anwender?

Die Wünsche der Anwender würden, wie üblich, den Rahmen dieses Skripts und des Vortrags sprengen. Sie sind aber soweit als irgend möglich und für ATV-Betrieb sinnvoll, im Programm SDA 3302 berücksichtigt.

Was leistet der µP mit dem SDA-3302-Programm?

Alle Funktionen dieses Programms sind in der hier wiedergegebenen grafischen Darstellung zusammengefaßt.

Die Hauptaufgabe dieses Mikroprozessors ist die (fast) gleichzeitige Ausgabe von Frequenzdaten an die PLL eines VCO's im Sender (TX-PLL), sowie an die PLL eines Überlagerungsoszillators im Empfänger (RX-PLL).
Die jeweilige Sendefrequenz erscheint mit der Kennzeichnung "TX" im Display, hieraus errechnet der µP mit Hilfe der gespeicherten Zwischenfrequenz die zugehörige Frequenzeingabe für die RX-PLL, wie später noch erläutert.

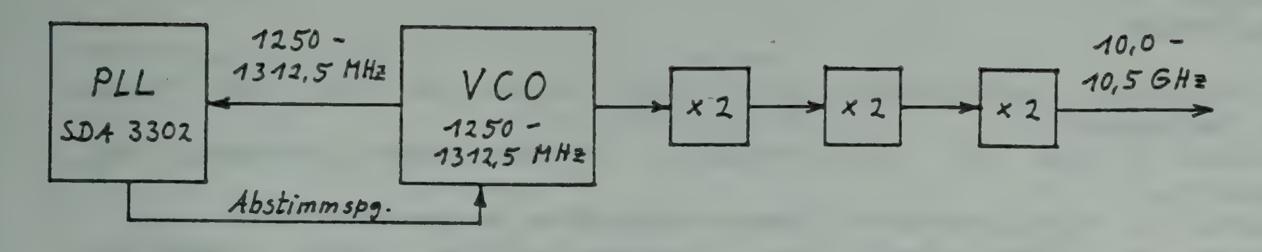
Beispiel: TX 1252,125 MHz

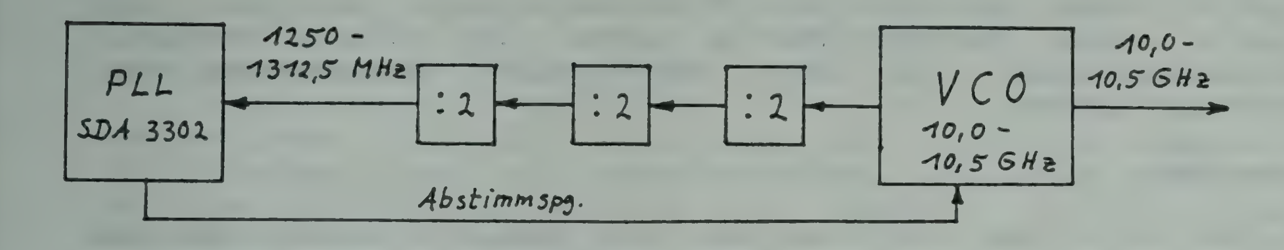
ZF + 70 MHz

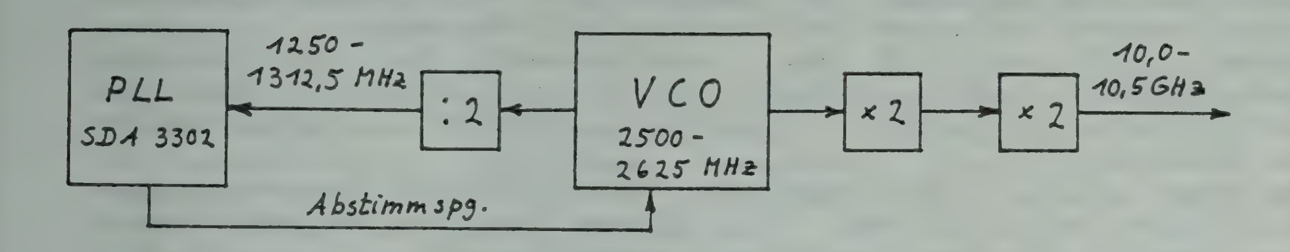
Der Bediener kann in 125-kHz-Schritten, bzw. Vielfachen davon, "übers Band scannen", was ungefähr dem früher üblichen "übers Band drehen" entspricht. Die Scan-Funktion geht jeweils nach einem Langsamlauf zur genauen Einstellung der Frequenz in einen schnellen Suchlauf in 1-MHz-Schritten über. Sender und Empfänger sind dabei stets auf der gleichen Frequenz.
Vorteilhaft bei diesem µP-gesteuerten Transceiver-Konzept ist, daß die Sendefrequenzen nicht durch Mischen der VCO-Frequenzen mit einer festen Zwischenfrequenz erzeugt werden müssen. Denn hierbei wäre ein erheblicher Filteraufwand erforderlich, um die bei jedem Mischvorgang zwangsweise entstehenden Nebenwellen zu unterdrücken.

Stabilisieren höherer Frequenzen

Die SDA-3302-Chips können nur Eingangsfrequenzen bis maximal 1600 MHz verarbeiten. Zum Stabilisieren höherer Frequenzen, z.B. 10,0 - 10,5 GHz gibt es mehrere Möglichkeiten, wie die folgenden Blockschaltbilder zeigen.







Allen gezeigten Varianten ist gemeinsam, daß die PLL Frequenzen zwischen 1250 und 1312,5 MHz stabilisiert. Der µP liefert die entsprechenden Frequenzdaten in 125-kHz-Schritten, die im 10-GHz-Band als 1-MHz-Schritte erscheinen.
Doch was steht beim Senden auf beispielsweise 10.381 MHz in der LC-Anzeige, etwa 1297,625 MHz? Nicht beim Programm "SDA-3302"!

Der Trick mit den "Multiplikatoren"

Dem µP wird durch die Stellung zweier Steckbrücken eingegeben, ob die Sendefrequenz das 1-, 2-, 4- oder 8-fache der Frequenz am Eingang des TX-PLL-Chips beträgt. Im letzten Beispiel werden beide Brücken gesteckt, was dem Multiplikator 8 entspricht, folglich steht in der LC-Anzeige "TX 10.381 MHz".
Doch was passiert bei Empfang? Hierbei werden die empfangenen Frequenzen nicht geteilt, sondern "heruntergemischt", beispielsweise von 10 bis 10,5 GHz mit Hilfe einer 9-GHz-Festfrequenz auf 1,0 bis 1,5 GHz. Sowohl die Frequenzvariation von 500 MHz als auch die 1-MHz-Schritte bleiben auf der ZF-Ebene und damit für die Abstimmung der RX-PLL erhalten, während die TX-PLL beide Größen durch 8 geteilt erhält.
Was macht die µP-Steuerung in solchen Fällen?
Die Multiplikatoren dienen nicht nur dem Zweck einer komfortablen Frequenzeingabe und -ablesung. Aus den TX-Frequenzwerten, die jeweils **in der Anzeige** stehen, errechnet der µP durch Subtraktion der Zwischenfrequenz die zugehörigen Frequenzeingaben in die RX-PLL. Somit bleiben Sender und Empfänger stets auf der gleichen Frequenz, unabhängig davon, mit welcher Frequenzvervielfachung im Sender gearbeitet wird. Bei jedem 1-MHz-Schritt auf der Sendefrequenz macht auch der Empfänger einen 1 MHz-Schritt in die gleiche Richtung.

Bedienung

Im normalen Sende-Empfangs-Betrieb ist der µP über drei Tasten zu bedienen:
Tasten 1 und 2: TX/RX-Frequenz in Schritten aufwärts bzw. abwärts.
Taste 3, kurz gedrückt: Frequenzkanäle weiterschalten
Taste 3, lang gedrückt: Frequenzkanäle unter Kanal-Nr. speichern.
Eine 4. Taste schaltet den "Programmiermodus" ein bzw. aus. Hierin können geräteabhängige Werte, wie Zwischenfrequenz, Teilerverhältnis und eine Festfrequenz gespeichert bzw. verändert werden.

Anwendung

Es ist bei weitem nicht möglich, hier auf alle Anwendungen des vielseitigen SDA-3302-Programms einzugehen. Deshalb folgend nur kurz ein Beispiel zur gekoppelten PLL-Frequenzsteuerung eines Senders und eines Empfängers im 10-GHz-Band:
Sender: VCO auf 2,5 GHz, vervierfacht auf die 10-GHz-Sendefrequenz sowie geteilt : 2 zur TX-PLL. Mit dem Multiplikator 8 stehen, wie bereits erläutert, die 10 GHz in der Anzeige.
Empfänger: Auf 10 GHz umgebaute 11-GHz-LNC mit dielektrischem Oszillator auf 9,0 GHz. Mit diesem Festfrequenz-Oszillator wird das 10-GHz-Band zunächst umgesetzt auf 1,0 - 1,5 GHz, dann im Original-Satelliten-Tuner nochmals umgesetzt auf die Norm-ZF von 479,5 MHz - also Zweifachüberlagerung. Der VCO im Tuner, dessen Frequenz auch ausgekoppelt wird, schwingt über der Empfangsfrequenz, hier im Bereich 1479,5 - 1979,5 MHz.
Was tun? Diese Frequenzen müssen, da sie über dem Arbeitsbereich der SDA-3302-Chips liegen, durch 2 geteilt, dem Eingang der RX-PLL zugeführt werden. Die "gesamte" Zwischenfrequenz, also die Differenz zwischen der Sendefrequenz und der zu stabilisierenden Überlagerungsfrequenz im Tuner ermitteln:
(10000-1479,5)MHz = (10500-1979,5)MHz = (9000-479,5)MHz = 8520,5 MHz. Diesen Wert im Programmiermodus als "ZF", aber nicht unter "F/1", sondern unter "F/2" speichern, somit stabilisiert die RX-PLL die durch 2 geteilte Überlagerungsfrequenz des Satelliten-Tuners.

Zur Stabilisierung von Frequenzen auf verschiedenen Amateurbändern, wie dies beispielsweise beim Betrieb über ATV-Umsetzer erforderlich ist, kann dieser µP ebenfalls eingesetzt werden. Man verwendet hierbei die ZF-Eingabe als Differenzfrequenz mit entsprechendem Vorzeichen zum Programmieren einer Frequenzablage oder bedient sich der "Festfrequenz".

Nach jedem Einschalten oder "Reset" gibt der Mikroprozessor Frequenz- bzw. Steuerdaten an die PLL eines Festfrequenz-Oszillators (FIX-PLL) , sowie an einen als Frequenzteiler arbeitenden SDA 3202/3302-Chip aus. Diese Festfrequenz kann vom Anwender zwischen 16 MHz und 2047,875 in 125-kHz-Schritten gewählt und im nichtflüchtigen Speicher abgelegt werden, ebenso wie die Teilerverhältnisse : 5.000 oder : 10.000. Festfrequenz sowie Teilerverhältnis werden im Display angezeigt.

Beispiel: Festfrequenz

439,750 MHz FIX

F-Teiler gesetzt

Teilung : 10.000

Hardware-Details

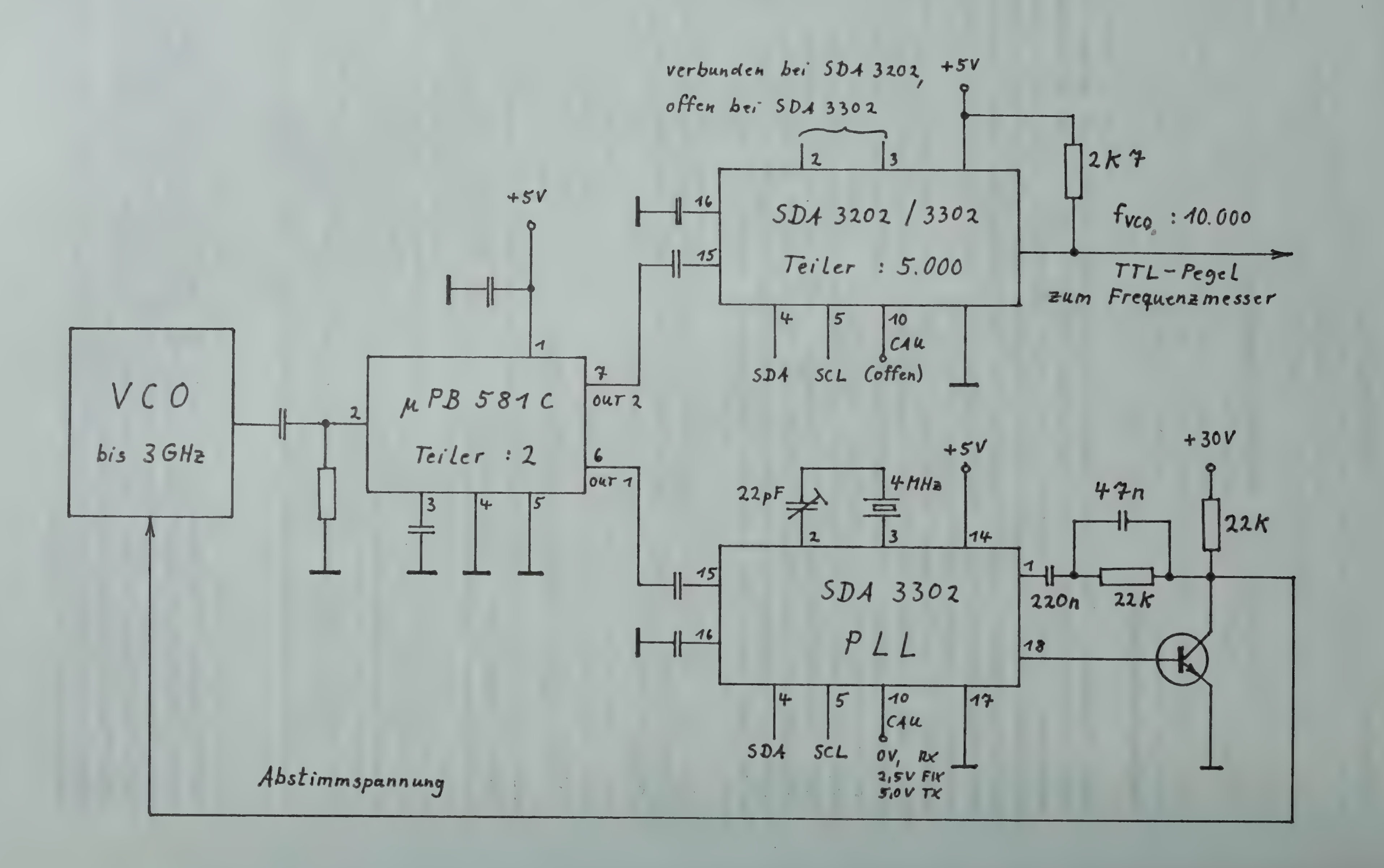
Das Programm "SDA 3302" würde prinzipiell auch auf einem 8031/8051-Mikroprozessor mit externem EPROM (2732) und D-Zwischenspeicher (74373) laufen. Die hier gewählte "Ein-Chip-Lösung" mit dem Intel-Prozessor 8751 erspart zwei Chips mit zusammen 48 Lötpunkten, sowie zusätzlich 48 gefädelte oder gedruckte Verbindungsleitungen. Somit genügt für den Aufbau eine kleine, einseitig bedruckte Platine.
Ebenfalls auf dieser Platine, nicht bei den einzelnen PLL's ist das EEPROM SDA 2516 angeordnet, da es alle Daten, wie Sendefrequenzen, Zwischenfrequenz, Festfrequenz sowie das Teilerverhältniß, gemeinsam speichert. Dieser Chip ist vom Bediener mit Hilfe des µP elektrisch umzuprogrammieren, was laut Herstellerangaben (Siemens) 10.000 mal während der Lebensdauer (des Chips, nicht des Bedieners) zulässig ist. Die zuletzt eingespeicherten Daten bleiben länger als zehn Jahre erhalten, ohne daß eine Pufferbatterie benötigt wird.

Die vier SDA-3302-Chips müssen durch Beschaltung am CAU-Pin entsprechend ihrer Verwendung definiert werden, wie die Tabelle angibt.

SDA 3302 Chipadressen-Umschaltung

MA1	MA0	Spannung an CAU	Definiert als:	
0	0	(0..0,1)Us	PLL für Empfänger	RX
0	1	Open	Frequenzteiler	
1	0	(0,4..0,6)Us	PLL für Festfrequenz	FIX
1	1	(0,9..1)Us	PLL für Sender	TX

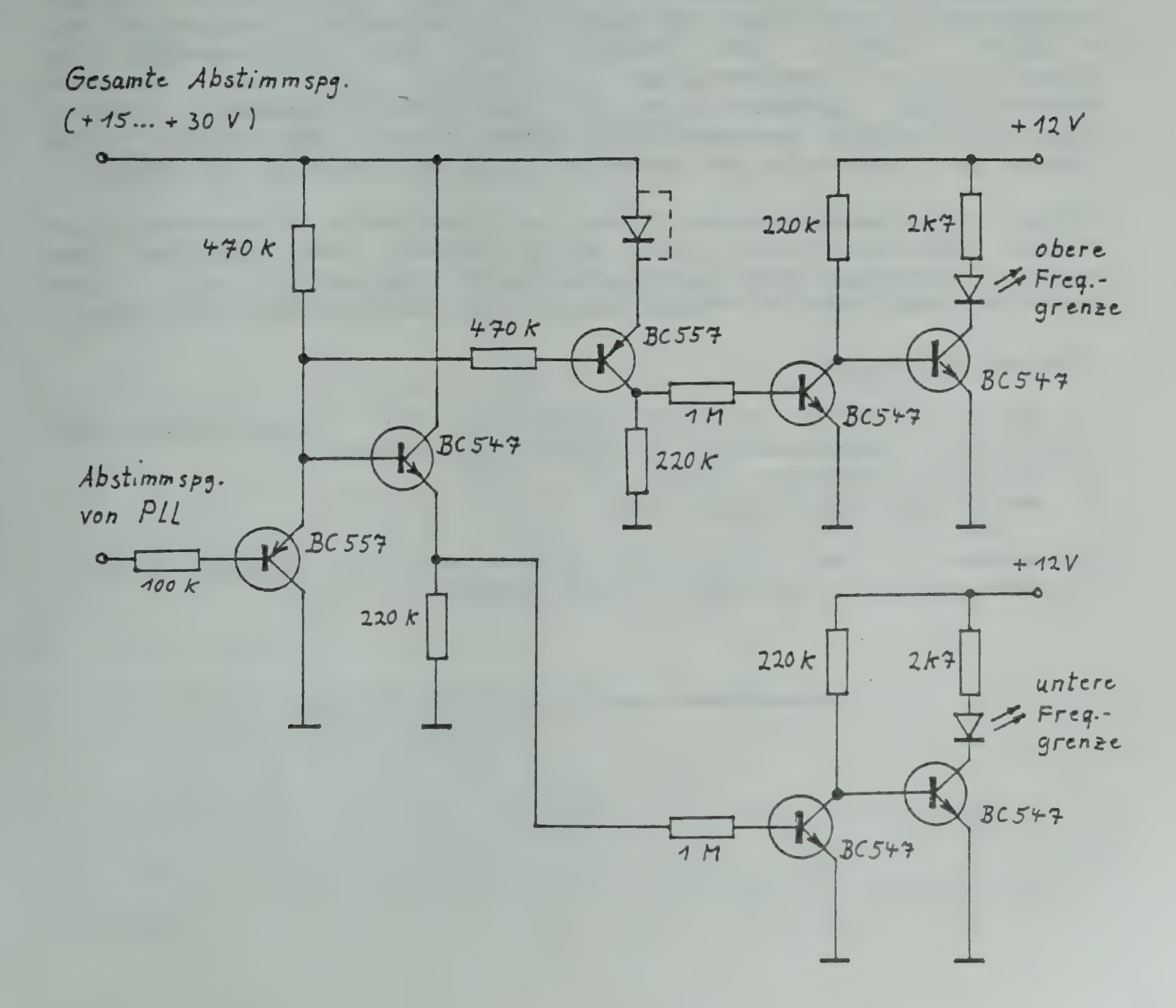
Das folgende Schaltbeispiel soll zeigen, wie viele (oder wie wenig) Bauteile neben den integrierten PLL-Chips erforderlich sind, um sowohl die Abstimmspannung zur Stabilisierung der VCO's bis etwa 3 GHz zu gewinnen, als auch die durch 10.000 geteilten VCO-Frequenzen auszugeben.
Detailierte Baubeschreibungen sind später in der Zeitschrift UKW-Berichte vorgesehen.



verbunden bei SDA 3202, +5V
offen bei SDA 3302
2K7
f_{VCO} : 10.000
TTL-Pegel
zum Frequenzmesser
+5V
SDA 3202 / 3302
Teiler : 5.000
SDA
SCL
CAU (offen)
VCO
bis 3GHz
μPB 581 C
Teiler : 2
OUT 2
OUT 1
+5V
+30V
22pF
4MHz
47n
22K
SDA 3302
PLL
220n
22K
SDA
SCL
CAU
0V, RX
2,5V FM
5,0V TX
Abstimmspannung

Frequenzanzeige und -Kontrolle

Das LC-Display zeigt die Frequenzen an, die der µP unter der Adresse einer bestimmten PLL ausgibt. Der jeweils mit seiner Adresse angesprochene PLL-Chip quittiert die eingegebenen Frequenz- und Steuerdaten byteweise. Dies ist jedoch kein Hinweis darauf, ob die Phasen-Frequenz-Regelschleife auch tatsächlich eingerastet ist, denn ein Signal "eingerastet" ("locked") ist den SDA 3202/3302-Chips nicht zu entnehmen. Ersatzweise ließe sich das Pulsen der Charge-Pump an PD im nicht eingerasteten Zustand durch eine zusätzliche Verstärker- und Gleichrichterschaltung (4-fach-OPV) auswerten, um damit eine LED "nicht eingerastet" zu steuern. Da aber beispielsweise bei unterbrochener Betriebsspannung des PLL-Chips die Charge-Pump nicht pulst, würde hierbei fälschlicherweise der eingerastete Zustand signalisiert.
Alle PLL-Fehler, wie Kurzschluß oder Unterbrechung der I2C-BUS-Leitungen, fehlende Betriebsspannungen, fehlende Eingangs- und/oder Referenzfrequenz, sowie eingegebene Frequenzen, die außerhalb des VCO-Arbeitsbereiches liegen, wirken sich auf die gleiche Weise aus:



Die von der PLL an den VCO gelieferte Abstimmspannung ist entweder Null Volt oder hat die volle Größe der insgesamt vorhandenen Abstimmspannung.
Eine Schaltung, die diese Fehlerzustände mit zwei LED's signalisiert, ist hier wiedergegeben. Sie funktioniert ohne Abgleich und unabhängig von der Größe der jeweils verwendeten Abstimmspannung. Fehlt diese Abstimmspannung, z.B. weil der Wandler, der sie erzeugt, defekt ist, leuchten beide LED's gleichzeitig. Somit erfaßt diese mit Einzeltransistoren "maßgeschneiderte" Schaltung jeden vorkommenden Fehler.

Abschließende Bemerkungen

Ein experimentierender TV-Amateur kann mit seiner, aus selbstgebauten sowie handelsüblichen Baugruppen individuell zusammengestellten ATV-Sende und Empfangsanlage, durch den Einsatz der hier vorgestellten universellen µP-PLL-Steuerung einschließlich LC-Anzeige, eine Qualität und einen Bedienkomfort erreichen, wie dies heutzutage bei Kompaktgeräten aus den Großserien der elektronischen Industrie üblich ist.
Selbstverständlich kann diese zusätzliche µP-PLL-Steuerung nur eine von vielen Komponenten einer ATV-Anlage sein. Doch es sind damit ATV-Konzepte realisierbar, die strenge technische Forderungen nach nebenwellenfreien und quarzkontrollierten Sendesignalen erfüllen und zusätzlich schnelle Frequenzwechsel erlauben. Somit ist nicht nur die geringstmögliche Beeinflussung benachbarter Signale in den Bändern gewährleistet, sondern auch die Möglichkeit gegeben, anderen (bevorrechtigten) Bandbenutzern auszuweichen und aktuell freie Frequenzen innerhalb der Amateurfunkbänder spontan zu nutzen.

Dieser ATV-anwendungsspezifisch programmierte Mikrokontroller könnte dazu beitragen, daß durch Senden und Empfangen auf exakt definierten und reproduzierbaren Frequenzen, auch in den GHz-Bereichen mehr ATV-Experimente und -Verbindungen gelingen.

Literaturhinweise

[1] Günter Sattler, DJ4LB: Baugruppen für frequenzmodulierte Amateurfunk-Fernsehsender in den GHz-Bereichen
Scriptum der Vorträge, Seite 181 - 190
32. Weinheimer UKW-Tagung 1987

[2] Günter Sattler, DJ4LB: SDA 3202 - Neue PLL-IS bis 1,5 GHz
UKW-Berichte, 25. Jahrgang, Heft 4/1985

Jörg Schmitz,DJ5UN
Taunusstein

Jörg Schmitz
DJ 5 UN

Public Domaine Software für den Nachrichtentechniker.

40 neue Programme zur Schaltungsberechnung auf dem

IBM compatiblen Personal Computer.

Wie im letzten Jahr versprochen, werden 40 neue Programme vorgestellt,die aus US Zeitschriften wie,RF-DESIGN, MICROWAVE JOURNAL,MICROWAVES+RF,HAM RADIO und QST und anderen Quellen,z.B.Hochschulen sowie aus privaten Kontakten gesammelt wurden. Für diese Programme wurde ein Handbuch mit ausführlichen Beispielen erstellt (100 Seiten,engl.Sprache, überschrift der Programme in deutsch.)
Ziel dieser Programmsammlungen ist es, dem Praktiker die Möglichkeit zu geben,komplizierte Schaltungen erfolgreich zu berechnen und aufzubauen.
Die meisten Beispiele im Handbuch sind mit Erläuterungen und Zeichnungen versehen und können sofort " eingetippt" werden. Soweit möglich wurden am Ende des Beispieles die Schaltungen mit den angebotenen zwei Netzwerkanalyse Programmen durchgerechnet.

1. Benötigte Hardware:

--IBM kompatib. PC XT/AT, z.B. Commodore 10/III
--Laufwerk 5.25 oder 3.5 Zoll(360/720kb)
--Min. 240 k RAM
--Monochromer Karte,Hercules Karte,
  für Grafiken CGA Standard,EGA Standard
  für Netzwerkanalyse "Network".
--Drucker nur für 3 Programme nötig.

2. Benötigte Software für den PC:

--Ms Dos Betriebssystem (getestet wurde Version 3.21)
--GW-BASIC

3.Zusätzliche Dokumentation der Autoren als Text Files auf der Diskette.

-- ca. 44 Seiten ,manchmal theoretische Abhandlungen,die aus Platzgründen nicht in das Handbuch übernommen wurden.

4. Aufbau der Dokumentation (120 DIN A4 Seiten)

Für jedes Programm verfügbar:

--Programmname,Herausgeber,wann und wo veröffentlicht.
--Kurze Programm Beschreibung.
--Auflistung der Eingabedaten
--Auflistung der errechneten Ausgangsdaten.
--Kommentare über besondere Eingaben und über zusätzliche
  beim Verfasser vorhandene Dokumentation.
--Durchgerechnetes Programmbeispiel mit Kommentar,
  Skizze oder Schaltbild und Nachrechnung mit Netzwerkanalyse
  Programm.

000186

5. Auflistung der Programme nach Anwendung.

5.1.Antennen,Ausbreitungsberechnungen:

--Kapazität und Strahlungswiderstand einer kurzen vert. Antenne.
--Berechnung von Verlusten auf Coax Kabeln.
--Kurze Wendel Antennen.
--Anpassungsverluste auf Leitungen.
--Ausbreitungsdämpfung.
--Berechn. der max. Reichweite bei Berücksichtigung von Höhe, Erdkrümmung.
--Funkreichweite nach dem Egli Modell.

5.2.Bauteileberechnungen:

--Induktivität eines Barrens aus Metall.
--Induktivität einer Schleife.
--Gedruckte Spulen auf Leiterplatten.
--Wellenwiderstand von verdrillten Leitungen.

5.3.Aktive-Passive Filternetzwerke:

--Hochpass/Tiefpass Filter mit ungleichen Abschlüssen.
--Coaxiale Tiefpass Filter.
--Elliptische Tiefpass Filter.
--Interdigitale Bandpass Filter.
--Tiefpass Filter mit gleicher Welligkeit.
--Hochpass/Tiefpass Filter(Tchebby.,Butterw.,Lin. Phase)
--Tiefpass Filter mit extremen Abschlusswiderständen.
--Berechnung von aktiven Hoch/Tief/Band/All Pass Filtern bis 6. Grades und 0,1,2,3 db Welligkeit.

5.4.Anpassnetzwerke:

--Anpassung mit 3 Elementen
--Filter für Breitbandanpassung mit ungleichen Abschlusswiderständen (5 Elemente).
--T und PI Widerstandsnetzwerke.

5.5.Empfängerberechnungen:

--Berechnung von Rauschbandbreiten.
--Filterdämpfung und Filterverluste bei Einzelkreisen.
--Berechnung von Rauschzahl,Verstärkung und Intercept. Punkt von hintereinander geschalteten Stufen.
--Nebenwellenberechnungen.
--Berechnung der Verstärkung,Stabilität,optimaler Rauschzahl mit S-Parametern unter Verwendung des Smith Diagrammes.
--Rauschtemperatur von kascadierten Stufen.

5.6.Microstrip Anwendungen.

--Microstrip Programm zur Berechnung von 10 verschiedenen Parametern.
--Richtkoppler ,lambda/4 lang.
--Anpassungsberechnungen mit Microstrip Leitungen.
--Paralell gekoppelte lambda/2 lange Filter.
--Impedanz einer Leitung (Analyse/Synthese).

5.7. Sonstige Programme.

--Berechnung von Kühlkörpern für Transistoren.
--Netzgerät mit Festspannungsregler (Trafo/Gleichr./IC)
--Welligkeit am Ladekondensator einer Gleichrichterschaltung.

5.8..Netzwerkanalyse:

--Berechnung von Eingangsimpedanz,VSWR,Return Loss,Dämpfung von hintereinander geschalteten passiven Netzwerken. (17 verschiedene Netzwerke wählbar!) Neu, jetzt mit EGA Grafik Ausdruck und der Möglichkeit, Netzwerke in Files abzuspeichern.
--Netzwerkanalyseprogramm für aktive Schaltungen (Trans., Fet, Op-Amp,R,L,C,Streifenleitung). Neu, jetzt mit einfacher Grafik(Hercules Mode) und der Möglichkeit,Netzwerke in Files abzuspeichern.

5.9.Utility Programme.

--Programm zum Ausdruck von EGA Grafik auf Epson Drucker.
--Programm zum Speichern mehrerer durchlaufender Bildschirm-seiten.

****

6.0 Programmbeispiele aus dem Handbuch (gekürzt aus Platzgründen)

6.1 Berechnung eines elliptischen Tiefpass Filters.

```
 PROGRAM TITLE: A DESIGN PROGRAM FOR ELLIPTICAL LOW
                PASS  FILTERS.
                -PROGRAM ZUR BERECHNUNG VON ELLIPTISCHEN
                 TIEFPASS FILTERN.
 PROGRAM NAME: ELFIL5.EXE
           BY: D.C.GREENE
    PUBLISHED: RF-DESIGN,FALL 89 DIRECTORY.
DOCUMENTATION: SEE FOR DETAILED DESCRIPTION FILE "ELLIPTIC.DOC"
               ON THIS DISK.
     COMMENTS: USE PROGRAM BACKSCRL.EXE TO HOLD THE SCREENS!!!!
               (SEE FILE BACKSCRL.DOC FOR DETAILS)

1. EXAMPLE:  LOWPASS FILTER 450 MHZ, 30 DB ATTEN. AT 900 MHZ,
----------   50 OHM IMPED., RIPPLE 0.40 DB.
INPUT:
-----
PASS BAND EDGE  (KHZ)= ? 450000             PASSBAND 450 MHZ
STOP BAND EDGE  (KHZ)= ? 900000
NUMBER OF FINITE ZEROS (1-15)= ? 1          =POLE FREQUENCY
CRITICAL Q=  3.061695
STOP BAND REJECTION (DB)= ? 30              30 DB AT 900 MHZ
PASSBAND RIPPLE  (DB)=  .3853517            PASSBAND RIPPLE=0.38 DB^
3 DB (KHZ) ABOUT =  527229.8169198293       3 DB FREQ. = 527 MHZ
NOMINAL OHMS RESISTANCE = ? 50              IMPEDANCE=50 OHMS

OUTPUT:
-------
```

** LOW-PASS FILTER **

000188

```
****R****     R=  50.000E+00     (OHMS)          =50 OHMS
*       *
****C****     C= 0.93915D-11     (FARADS)        =9.3 PF
*       *
*      ***   (N)=  1
*      * *    C= 0.14413D-11     (FARADS)        =1.44 PF
*      C L    L= 0.16841D-07     (HENRYS)        =16.8 NH
*      * *    F=  1021.5D+03     (KHZ)           POLE FREQU.
*      ***                                         1021 MHZ
*       *
****C****     C= 0.93915D-11     (FARADS)        =9.39 PF
*       *
****R****     R=  50.000E+00     (OHMS)          =50 OHMS
```

NETWORK ANALYSIS OF EXAMPLE 1 WITH PROGRAM NETWORK4.BAS.

FREQ(MHZ)	IL(DB)	RL(DB)	VSWR	RHO	ZIN(R)	ZIN(I)
400.00	-0.01	-38.01	1.03	0.01	51.24	-0.29
415.00	-0.04	-21.32	1.19	0.09	58.87	-2.97
430.00	-0.13	-15.51	1.40	0.17	67.45	-9.28
* 445.00	-0.30	-11.82	1.69	0.26	74.87	-20.87
460.00	-0.57	-9.14	2.07	0.35	76.93	-37.58
475.00	-0.96	-7.08	2.59	0.44	69.96	-54.84

(1)PLOT (2)SWEEP FREQ (3)EDIT ELEMENTS (4)START OVER OR (5)QUIT?

FREQ(MHZ)	IL(DB)	RL(DB)	VSWR	RHO	ZIN(R)	ZIN(I)
420.00	-0.06	-19.00	1.25	0.11	61.68	-4.58
520.00	-2.80	-3.25	5.41	0.69	27.87	-67.21
620.00	-9.10	-0.57	30.22	0.94	2.73	-40.28
720.00	-15.94	-0.12	150.84	0.99	0.44	-28.61
820.00	-23.06	-0.02	754.25	1.00	0.08	-22.74
920.00	-31.99	0.00	5730.88	1.00	0.01	-19.12
*1020.00	-64.50	0.00	19995.68	1.00	0.00	-16.62
1120.00	-37.45	0.00	19995.68	1.00	0.00	-14.75

* 1020 MHZ IS THE POLE FREQUENCY!!!

****

6.2 Interdigitales Bandpassfilter.

PROGRAM TITLE: COMPUTER AIDED INTERDIGITAL BANDPASS FILTER DESIGN.
--BERECHNUNG VON INTERDIGITALEN BANDPASS FILTERN.

PROGRAM NAME: FIL-BPID.BAS

BY: J.HINSHAW,N6JH

PUBLISHED: HAM RADIO 1/85

DOCUMENTATION: 12 PAGES AVAILABLE.

COMMENTS:-ROD DIAMETER SHOULD BE 1/3 OF HOUSING HEIGHT FOR BEST Q.
- USE TUNING SCREWS ON HOT END OF RESONATORS TO TUNE TO FREQ.

1. EXAMPLE: CALCULATION OF AN 4 ELEMENT BANDPASS FILTER FOR 440 MHZ, 3 MHZ BANDWIDTH,50 OHMS, 0.25 DB RIPPLE.

INPUT:

OF ELEMENT $ P-P RIPPLE IN PASSBAND (DB)? 4,0.25

```
INPUT FILTER CENTER FREQ.(GHZ),BW(MHZ)&LOAD IMPEDENCE ZO? 0.440,3,50
                                                          ----------
INPUT GROUND PLANE SPACING , ROD DIAMETER                           000189
& DISTANCE TO CENTER OF FIRST AND LAST ROD? 1,0.38,0.5
                                            ----------
NO. OF FREQ. REJECTION POINTS AND STEP SIZE (MHZ)? 19,1

                                                   ----
OUTPUT:
------
DESIGN DATA FOR 4 POLE INTERDIGITAL FILTER .BAND PASS RIPPLE .25 DB

CENTER FREQ.  .44 GHZ
              -------
CUTOFF FREQ.  .4385  (GHZ) AND  .4415   GHZ
               ----              ----
RIPPLE BW.   3.000021E-03 GHZ
             ------------
3 DB BW.     3.419328E-03 GHZ
             ------------
FRACTIONAL BW. 6.81823E-03
               -----------
FILTER Q   128.6803                              =LOADED Q
           --------
EST QU     1459.315                              =UNLOADED Q
           --------
LOSS BASED ON THIS QU   2.422713   DB            =2.42 DB INSERTION LOSS
                        ---------
DELAY AT BAND CENTER  294.6652 NANOSECONDS
                      -------
WHEN READY PUSH  P

FREQUENCY REJECTION INFORMATION:                              FREQ.  DB
--------------------------------                              ----   --
                                                          * .4305  69
                                                          * .4315  65
                                                      *     .4325  61
                                                 *          .4335  56
                                           *                .4345  50
                                   *                        .4355  42
                          *                                 .4365  33
             *                                              .4375  19
*                                                           .4385  0
*                                                           .4395  0
*                                                           .4405  0
*                                                           .4415  0
             *                                              .4425  19
                          *                                 .4435  33
                                   *                        .4445  42
          50 DB OF ATTENUATION AT 445 MHZ  *                .4455  50
                                                 *          .4465  56
                                                      *     .4475  61
                                                          * .4485  65
MECHANICAL DIMENSIONS:
---------------------
QUARTER WAVELENGTH = 6.706137 INCHES

                      ---------------
THE LENGTH OF INTERIOR ELEMENTS = 6.418166  INCHES   = 2 INNER ELEM.
                                  ----------------
LENGTH OF END ELEMENTS = 6.438183  INCHES            = FIRST AND LAST
                         ----------------
```

000190

GROUND-PLANE SPACE = 1 INCHES = CAVITY DIAMETER.

ROD DIAMETER = .38 INCHES

END PLATES .5 INCHES FROM C/L OF END ROD = CENTER LINE OF ROD.

TAP EXTERNAL LINES UP .2294639 INCHES FROM SHORTED END FOR 50 OHM!!

LINE IMPEDANCES: END ROD 67.31341 ,OTHER 72.49873, EXT. LINES 50 OHM

DIMENSIONS IN INCHES:

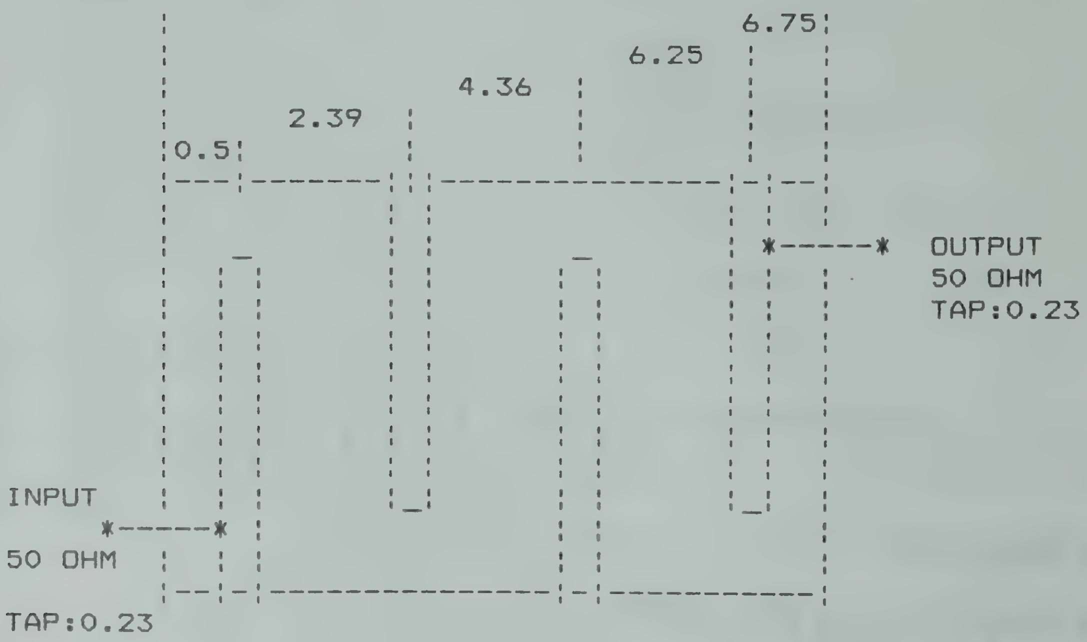
ELEMENT NUMBER	END TO CENTER	CENTER TO CENTER	G(K)	Q/COUP
0			1	1.570873
1	.5		1.378239	.6633376
		1.894495		
2	2.394495		1.269327	.5431323
		1.969942		
3	4.364437		2.055808	.6633376
		1.894495		
4	6.258931		.8509719	1.570873
5			1	
	6.758931			

Ok

MECHANICAL CONSTRUCTION: (ALL DIMENSIONS IN INCHES)

ROD DIAMETER: 0.38
GROUND PLANE SPACING : 1.0
(HOUSING HEIGTH)

ROD LENGTH:6.43 6.41 6.41 6.43



J. SCHMITZ 5/91

6.3 Berechnung eines lambda halbe langem Microstrip Filters.


```
PROGRAM TITLE: A PARALLEL-COUPLED RESONATOR FILTER PROGRAM.
               -BERECHNUNG VON PARALLEL GEKOPPELTEN LAMBDA/2
                FILTERN IN MICROSTRIP AUSFUEHRUNG.
 PROGRAM NAME: PCTLRF.EXE
               PCTLRF.BAS
           BY: A.W.WESTWOOD
    PUBLISHED: RF-DESIGN 3/89
DOCUMENTATION: 2  PAGES AVAILABLE.
     COMMENTS: - FOR CALCULATION OF FILTERS UP TO 15 PER CENT
                 BANDWIDTH. BRUN 20.EXE IS THE COMPILER PROGRAM
                 YOU NEED TO RUN PCTLRF.EXE.
               - PROGRAM PLOTS THE IDEAL FREQUENCY RESPONSE
                 IN GRAPHICAL FORM (CGA).
               - DO NOT FORGET TO COMPENSATE FOR THE STRAY
                 CAPACITIVE COUPLING TO GROUND AT THE OPEN END
                 OF THE FILTERS.THE COUPLING STRETCHES THE
                 EFFECTIVE LINE LENGTH!!!
1. STEP:
-------
 EXAMPLE: CALCULATE A 1 ELEMENT FILTER , 100 MHZ BANDWIDTH AT
 -------  1250 MHZ, NO RIPPLE- BUTTERWORTH , 50 OHM IMPEDANCE.

Welcome to the Parallel Coupled Transmission Line Resonator Filter
Computer Aided Design (PCTLRF CAD) program.
This program assists in the design of printed circuit RF filters
of the PCTLR form.  The program will prompt you to enter basic
design information regarding the filter, and will give you the
the opportunity to view an idealized filter response prior to
proceeding with the filter calculation.

When considering the values for your filter, remember that
PCB material `Q' and imperfect coupling will hold results to
familiar skirt slopes, and a typical maximum of 70 dB out-of-
band (OOB) rejection.  Good layout and sheilding will make a
dramatic difference.

INPUT:
-----
Please press `Return' key to continue.  Ready?
How many resonant elements do you wish to have in the filter
an integer between 1 and 15)? 1
                              ---

What is the fundamental characteristic impedance of the filter
Note: Default is 50 Ohms? 50
                          ----

Which type of filter response do you wish (`B' for Butterworth
or `T' for Tchebycheff)? B
                         --

Do you wish to see and idealized filter response in graphical form
(Y or N)? N
          ---

Please enter your center frequency in the following format:
GG.MMMKKK Gigahertz? 1.25
                     ----

Please enter your lower 3dB point and then your upper 3dB point
(Format GG.MMMKKK,GG.MMMKKK)? 1.2,1.3
                              -------
```

OUTPUT:

SECTION NUMBER	EVEN IMP	ODD IMP
1	65.67472	34.32528
2	65.67472	34.32528

DO YOU WISH TO CONTINUE? NO

****

2. STEP: CALCULATE THE MECHANICAL DIMENSIONS FOR ZOE,GAP AND LR OF THE MICROSTRIP FILTER USING PROGRAM " NEWCPL.BAS". USE THE PROGRAM " MSTRIP.EXE" TO CALCULATE THE WIDTH OF ZO=50 OHM.

PCB MATERIAL:G10 E=4.3, H= 0.060
ALL DIMENSIONS ARE IN INCHES!!!

SECTION NUMBER	EVEN IMP ZOE, OHM	WIDTH	GAP	ODD IMP ZOO, OHM	LR
1	65.67	0.106	0.006	34.32	1.80
2	65.67	0.106	0.006	34.32	1.80

ZO= 50 OHMS WIDTH= 0.106 INCHES!!

TOTAL FILTER RESONATOR LENGTH=L/2= 2*L/4 !!
TOTAL COUPLING LENGTH IS ALWAYS L/4 !!

SECTION 1,2: L/2 =24/2(1.80)= 6.66 CM

MECHANICAL LAYOUT OF THE FILTER.

COMMENT:

- SECTION 1/2 ARE 6.66 CM LONG, 3.32 CM LONG IS THE COUPLING ZONE. FIRST MICROSTRIP HAS 50 OHM IMPED.(0.106 INCHES WIDE), SECOND PART OF SECTION 1 HAS A ZOE OF 65.67 OHMS IMPED.(0.106 INCHES WIDTH). THE GAPS BETWEEN THE MICROSTRIPS ARE 0.0060 INCHES WIDE. SEE TABLE ABOVE!!! THE FIRST AND LAST SECTIONS OF THE FILTER ARE ONLY USED TO MATCH THE FILTER TO 50 OHMS!!

```
              50      65.67
                                                 GAP:
   INPUT    :________:________:                 (INCHES)
   50 OHM            65.67     65.67              0.006
SECT.1
                     :________:________:
                               65.67              0.006

SECT.2
                               :________:________:
                                                 OUTPUT
                                                 50 OHM
```

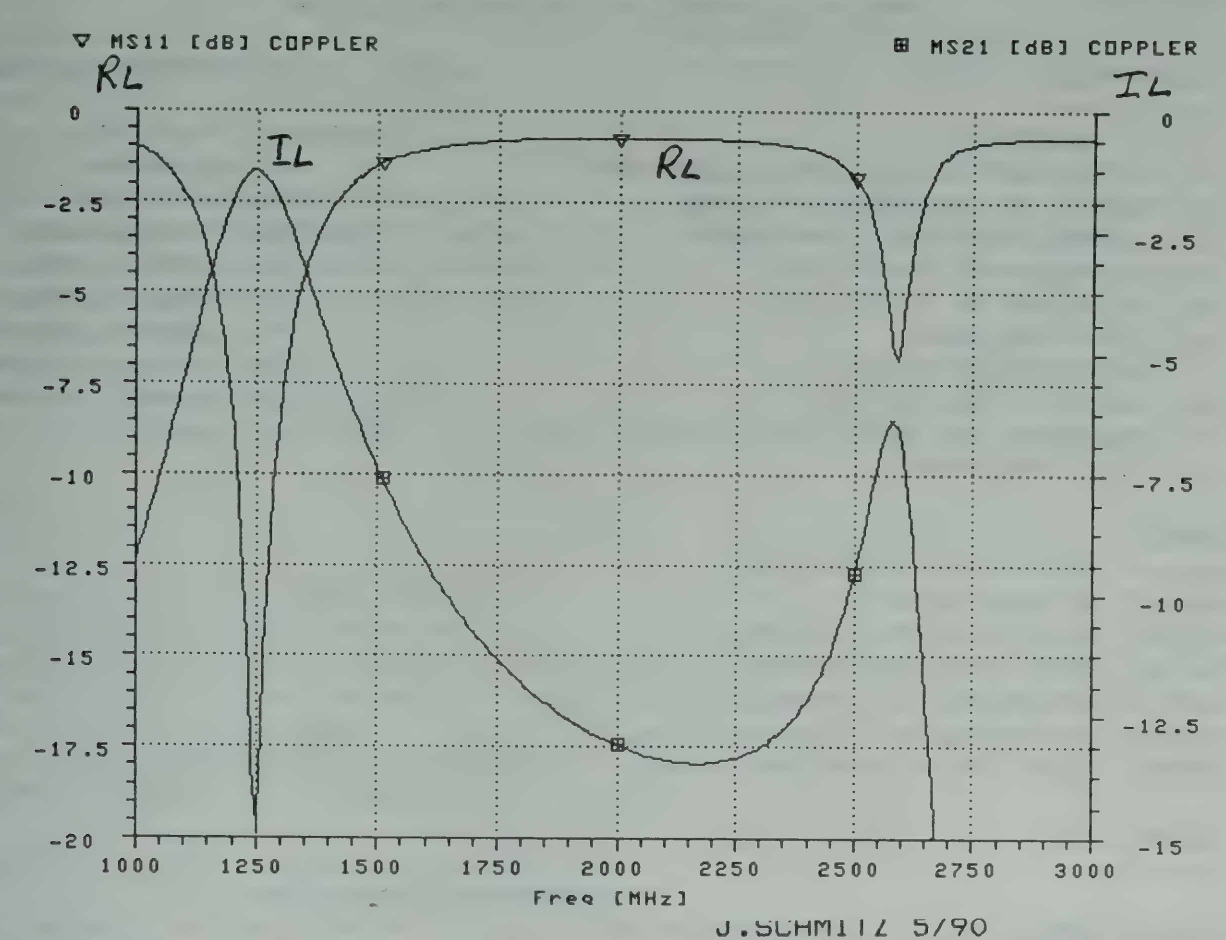
LINE WIDTH: 0.106 0.106 0.106 0.106

COMMENT: WIDTH OF COUPLING ZONE IS BY ACCIDENT EQUAL TO 50 OHM WIDTH!!

****

3.STEP: CALCULATE THE ACTUAL PERFORMANCE OF THE FILTER WITH THE
------ PROGRAM SUPER-COMPACT PC V04.01.

02-JUL-91 SUPER-COMPACT PC V4.01 09:55:000193



J.SCHMITZ 5/90

****

6.4 Programm zur Berechnung von Microstrip Parametern.

PROGRAM TITLE: MICROSTRIP CAD PROGRAM.
THE PROGRAM COMPUTES VARIOUS PARAMETERS OF
MICROSTRIP CIRCUITS,INCLUDING IMPEDANCE,
DIELECTRIC CONSTANT,LINE WIDTHS,CAPACITOR AND
INDUCTOR DIMENSIONS,DELAY,DISPERSION,LOSS
AND PROPAGATION DELAY.

--DAS PROGRAMM BERECHNET VERSCHIEDENE PARAMETER
VON MICROSTRIP SCHALTUNGEN WIE:IMPEDANZ,
DIELEKTRIZITÄTSKONSTANTE, LEITERBAHNBREITEN,
DIMENSIONIERUNG VON KONDENSATOREN UND
INDUKTIVITÄTEN, VERZÖGERUNGSZEITEN, DISPERSION,
VERLUSTE UND LAUFZEIT VERZÖGERUNGEN.

PROGRAM NAME: MSTRIP.BAS/EXE
BY: T.V.CEFALO
PUBLISHED: RF-DESIGN 10/90
DOCUMENTATION: 6 PAGES AVAILABLE.
COMMENTS:- MSTRIP1.EXE IS THE COLOR VERSION.
- MSTRIP2.EXE IS THE MONOCHROM VERSION.
THIS IS THE BEST GENERAL MICROSTRIP PROGRAM
OF MY COLLECTION.
USE THIS PROGRAM TO CONVERT FILTERS YOU HAVE

CALCULATED WITH STANDARD CAPS AND INDUCTORS INTO MICROSTRIP FILTERS. FOR NETWORK ANALYSIS USE THE PROGRAM " NETWORK" FROM K.D. WYATT, WHICH IS PART OF THIS COLLECTION.

1.EXAMPLE: WIDTH OF MICROSTRIP LINE.

```
     FUNCTION                                SUBSTRATE MATERIAL
 1: EFFECTIVE DIELECTRIC CONSTANT                  A: ALUMINA
 2: WIDTH OF MICROSTRIP LINE                       B: BERYLLIA
 3: CHARACTERISTIC IMPEDANCE                       G: EPOXY-GLASS G10
 4: MICROSTRIP INDUCTOR                            D: DUROID 5780
 5: MICROSRTIP CAPACITOR                           E: DUROID 6006
 6: LOSS FACTORS                                   F: DUROID 6010
 7: DISPERSION EFFECT                              T: TEFLON FIBERGLASS
 8: QUALITY FACTOR (Q)                             Q: QUARTZ, FUSED
 9: PROPAGATION DELAY                              O: OTHER
10: EXIT PROGRAM
```

INPUT:

```
SELECT A FUNCTION? 2
SELECT A SUBSTRATE MATERIAL? G
ENTER CONDUCTOR THICKNESS (mils)? 10
ENTER SUBSTRATE THICKNESS (mils)? 60
ENTER COVER HEIGHT (inches)? 0.2
ENTER MICROSTRIP IMPEDANCE? 50
```

OUTPUT:

```
                             MICROSTRIP LINE WIDTH
BOARD MATERIAL IS GLASS EPOXY G-10
PHASE VELOCITY= 1.647276E+08 m/s
CONDUCTOR THICKNESS= 10 mils
SUBSTRATE THICKNESS= 60 mils
COVER HEIGHT= .2 inches
RELATIVE DIELECTRIC CONSTANT= 4.8
EFFECTIVE DIELECTRIC CONSTANT= 3.316725

CALCULATED LINE WIDTH= 91.66 mils
                       ----------
IMPEDANCE FOR THIS LINE WIDTH= 50.00242 ohms
% ERROR=   0.00484
```

2.EXAMPLE: CHARACTERISTIC IMPEDANCE.

```
SELECT A FUNCTION? 3
SELECT A SUBSTRATE MATERIAL? G
ENTER CONDUCTOR THICKNESS (mils)? 10
ENTER SUBSTRATE THICKNESS (mils)? 60
ENTER COVER HEIGHT (inches)? 0.3
ENTER WIDTH OF STRIP (mils)? 91

                             MICROSTRIP LINE IMPEDANCE
BOARD MATERIAL IS GLASS EPOXY G-10
PHASE VELOCITY= 1.636408E+08 m/s
CONDUCTOR THICKNESS= 10 mils
SUBSTRATE THICKNESS= 60 mils
COVER HEIGHT= .3 inches
MICROSTRIP WIDTH= 91 mils
RELATIVE DIELECTRIC CONSTANT= 4.8
EFFECTIVE DIELECTRIC CONSTANT= 3.36093
```

```
MICROSTRIP CHARACTERISTIC IMPEDANCE= 51.18151 ohms
                                     -------------

3.EXAMPLE.                              MICROSTRIP INDUCTOR.
---------                               --------------------
INPUT:
------
SELECT A FUNCTION? 4
SELECT A SUBSTRATE MATERIAL? G
ENTER CONDUCTOR THICKNESS (mils)? 10
ENTER SUBSTRATE THICKNESS (mils)? 60
ENTER COVER HEIGHT (inches)? 0.2
ENTER INDUCTANCE nH? 10
ENTER SYSTEM IMPEDANCE? 50
ENTER FREQUENCY (MHz)? 1295
ENTER MICROSTRIP IMPEDANCE TO SIMULATE AN INDUCTOR? 100

OUTPUT:
------
                                          MICROSTRIP INDUCTOR
BOARD MATERIAL IS GLASS EPOXY G-10
PHASE VELOCITY= 1.758307E+08 m/s
CONDUCTOR THICKNESS= 10 mils
SUBSTRATE THICKNESS= 60 mils
COVER HEIGHT= .2 inches
RELATIVE DIELECTRIC CONSTANT= 4.8
EFFECTIVE DIELECTRIC CONSTANT= 2.911074

INDUCTOR LENGTH= .6922606 inches
                 ---------------
INDUCTOR WIDTH= 14.2 mils
                ---------
INDUCTOR ELECTRICAL LENGTH= 46.62104 deg
MICROSTRIP IMPEDANCE= 99.99779 ohms
                      -------------
FREQUENCY= 1295 MHZ
INDUCTANCE= 10 nh
            -----
4.EXAMPLE:                              MICROSTRIP CAPACITOR.
----------                              ---------------------
SELECT A FUNCTION? 5
SELECT A SUBSTRATE MATERIAL? D
ENTER CONDUCTOR THICKNESS (mils)? 10
ENTER SUBSTRATE THICKNESS (mils)? 60
ENTER COVER HEIGHT (inches)? 0.2
ENTER CAPACITANCE (pf)? 1
                          ---
ENTER SYSTEM IMPEDANCE? 50
ENTER FREQUENCY (MHz)? 10000
ENTER MICROSTRIP IMPEDANCE TO SIMULATE A CAPACITOR? 30

                                          MICROSTRIP CAPACITOR
BOARD MATERIAL IS DUROID 5780
PHASE VELOCITY= 2.199208E+08 m/s
CONDUCTOR THICKNESS= 10 mils
SUBSTRATE THICKNESS= 60 mils
COVER HEIGHT= .2 inches
RELATIVE DIELECTRIC CONSTANT= 2.2
EFFECTIVE DIELECTRIC CONSTANT= 1.860844
```

```
CAPACITOR LENGTH= 259.7539 mils
                  -------------

CAPACITOR WIDTH= 321 mils
                 --------

CAPACITOR ELECTRICAL LENGTH= 108.0023 deg
MICOSTRIP IMPEDANCE= 30.0 ohms
                     -------------

FREQUENCY= 10000 MHz
           ---------

CAPACITANCE= 1 pf
             -----                        5/91 J. SCHMITZ
***********************************************************
```

6.5 Berechnung von Microstrip Richkopplern.

```
 PROGRAM TITLE: PROGRAM FOR ANALYSIS AND SYNTHESIS OF
                MICROSTRIP COUPLERS.
                -PROGRAMM ZUR ANALYSE UND SYNTHESE VON
                 MICROSTRIP RICHTKOPPLERN.-
 PROGRAM NAME: NEWCPL.BAS
           BY: JACK PORTER
    PUBLISHED: RF DESIGN 1/77
DOCUMENTATION: NOT AVAILABLE.
PROGRAM DESCRIPTION:

 ZOE,ZOO: EVEN AND ODD MODE CHARACTERISTIC IMPEDANCES
 H: DIELECTRIC THICKNESS BETWEEN CONDUCTOR AND GROUND PLANE
 W: CONDUCTOR WIDTH
 S: SPACE BETWEEN CONDUCTORS
 LR:RATIO OF FREE-SPACE WAVELENTH TO MS WAVELENGTH

 PROBLEM TYPES:
   1. SYNTHESIS: GIVEN ZOE AND ZOO, FIND W AND S
   2. ANALYSIS: GIVEN W AND S, FIND ZOE AND ZOO

 ENTER VALUE 0  FOR ZOE OR W TO RETURN TO PROGRAM START
 ENTER 0 FOR PROGRAM TYPE TO END EXECUTION

COMMENT: PROGRAM CALCULATES INACCURATELY  FOR  A  COUPLING OF
         MORE THAN 23 DB!!!
         FOR MORE THAN 23 DB OF COUPLING USE THE HEWLETT PACKARD
         PROGRAM RF+MICROWAVE "HP APPCAD".THIS IS AN HP PUBLIC
         DOMAINE PROGRAM WHICH IS ALSO PART OF MY
         LIBRARY (3 DISKS).

         BANDWIDTH OF L/4 COUPLER  IS +/- 20 PER CENT OF MID FREQ.

         USE "MSTRIP.EXE" FOR ACCURATE CALCULATIONS OF ZO.

1.EXAMPLE:  CALCULATE AN 20 DB COUPLER FOR 450 MHZ.
---------   PCB MATERIAL G10.
LOAD"NEWCPL.BAS
Ok
COUPLED MICROSTRIP LINES
------------------------
K ASKS FOR DIELECTRIC CONSTANT; H ASKS FOR HEIGHT IN MILS.
-----------------------------------------------------------
OUTPUT IS IN MILS, UNLESS SPECIFIED OTHERWISE.
-----------------------------------------------
DO YOU WANT TO ENTER COUPLING FACTOR AND FREQUENCY?(Y/N)? Y
                                                          ---
```

```
COUPLING FACTOR IN DB? 20
                       ----
ENTER CENTER FREQUENCY? 450
                        ----
K,H
? 4.3,0.06                             E=4.3,HEIGHT=0.06 INCHES!!!
  --------
CALCULATIONS WILL TAKE A WHILE; PLEASE BE PATIENT.

W= .119055    =3.02MM!          S= 6.422813E-02   =1.62 MM!
    -------                        ------------
ZOE= 55.27573                 ZOO= 45.25735              LR= 1.820478
     --------                      --------

LENGTH IN INCHES IS 3.601923            = LENGTH OF COUPLED LINES
                    --------            = 0.25 LAMBDA (WAVELENGTH!)
                    =9.14 CM!
OK

COMMENTS:
--------
FOR EXACT CALCULATION OF  ZO LINE WIDTH USE
PROGRAM " MSTRIP.EXE".

RESULTS: FOR E=4.3 AND H=0.06 INCHES (G10 PCB MATERIAL)

             Zo                WIDTH
             ---               -----
         50    OHMS      W=0.106 INCHES    =2.69 MM

4. MECHANICAL DIMENSIONS OF THE COUPLER OF EXAMPLE 1:
-----------------------------------------------------

 PCB MATERIAL: G10          ALL DIMENSIONS IN INCHES!!!
        K(ER): 4.3          ---------------------------
            H: 0.06

  WIDTH W :           0.106   0.119    0.106

                      50 OHM           50 OHM
                      :  :             :  :
                      :  :             :  :
                      :  :_____________:  :
                      \      L=1/4        /
                        \---------------/
                           S=0.064
             -------------- ______________ --------------
  INPUT        50 OHM                         50 OHM     OUTPUT
             ______________ -------------- ______________

  WIDTH W :  0.106          0.119            0.106

  COUPLING LENGTH:          L=1/4
                            L= 9.14 CM!!

***********************************************************

PROGRAM RESULTS COMPARED TO THE RESULTS  OF CALCULATIONS
--------------------------------------------------------
DONE WITH  SUPERCOMPACT V.4.01:
------------------------------
```

000198

	SUPERCOMPACT	NEWCPL.BAS
W (COUPLING)	2.82 MM	3.02 MM
W (50 OHM)	2.71 MM	2.69 MM
S	1.87 MM	1.62 MM
L	92.9 MM	91.4 MM

THIS IS A GOOD RESULT ,IF THE THE PRICES OF THE PROGRAMS ARE COMPARED .
FEEDING THE DATA OF NEWCPL.BAS INTO " APPCAD" FROM HP RESULTED IN AN COUPLING FACTOR OF 18.6 DB (-7% ERROR).

J.SCHMITZ 5/91

****

6.6 Anpassung mit Microstrip Leitungen.

```
 PROGRAM TITLE: CAD AMPLIFIER MATCHING WITH MICROSTRIP
                LINES.
                --BERECHNUNG VON ANPASSUNGSSCHALTUNGEN FUR
                  VERSTAERKER UNTER VERWENDUNG VON MICROSTRIP
                  LEITUNGEN.
 PROGRAM NAME: NOVAK.BAS
           BY: ST. NOVAK
    PUBLISHED: RF-DESIGN 6/88
DOCUMENTATION: 7 PAGES AVAILABLE.
PROGRAM DESCRIPTION: MATCH INPUT AND OUTPUT IMPEDANCES
                     TO 50 OHMS , USING SHORTED OR OPEN
                     TRANSMISSION LINES.

1. EXAMPLE:  MATCH INPUT AND OUTPUT IMPEDANCES OF
----------   A  7 WATT POWER TRANSISTOR TO 50 OHMS ,
             USING SHORTED OR OPEN TRANSMISSION LINES.
INPUT:
------
F IN HZ =? 1.25E9             =1250 MHZ
           ------

RS IN OHMS=? 5
           ---                INPUT IMPED. OF TRANS.!!
XS IN OHMS=? 2
             --

RL IN OHMS=? 10
             ---              OUTPUT IMPEDANCE OF TRANSISTOR.!!
XL IN OHMS=? -3
             ----

ZO IN OHMS=? 50
             ---
OUTPUT:
------
MICROSTRIP-LINE MATCH DESIGN
              FREQUENCY= 1.25E+09 MHz     ZO= 50 OHMS


INPUT IMP. (RS,XS)= 5          2
OUTPUT IMP.(RL,XL)= 10        -3

MATCH STUB-LINE OR QUARTER WAVE TRANSFORMER? (L OR Q)? Q
QUARTER W. TRANSF. AND STUB MATCH AT FREQUENCY 1.25E+09 MHz
```

```
INPUT *****                                INPUT OF TRANSISTOR!!
-----------
OPEN OR SHORTED STUB? (O OR S)? O
TRF. LENGTH= .25 LAMBDA O ,EL.LENGTH= 90 DEG.,IMPEDANCE= 17.029 OHMS
OPEN STUB= .044 LAMBDA O ,EL.LENGTH= 16.172 DEG.,IMPEDANCE= 50 OHMS

OUTPUT *****                                 OUTPUT OF TRANSISTOR!!
------------
OPEN OR SHORTED STUB? (O OR S)? S
TRF. LENGTH= .25 LAMBDA O ,EL.LENGTH= 90 DEG.,IMPEDANCE= 23.345 OHMS
SHORTED STUB= .1 LAMBDA O ,EL.LENGTH= 36.004 DEG.,IMPEDANCE= 50 OHMS
NEW LINE IMPEDANCE OR REPEAT CALCULATIONS? (Y OR N)? N

SUBSTRATE CALCULATIONS:
-----------------------
INPUT:
-----
ENTER SUBSTRATE PARAMETERS                    CALCULATED FOR G10 PCB
SUBSTRATE REL. DIEL. CONSTANT? 4.3            MATERIAL!!
SUBSTRATE THICKNESS (mm)? 1.56


OUTPUT:
------
PARAMETERS FOR MICROSTRIP LINES @ 1.25E+09 MHz CENTER FREQ.

SUBSTRATE THICKNESS= 1.56 (mm)
SUBSTRATE REL. DIEL. CONST.= 4.3

LINEWIDTH FOR  50 OHMS= 3.025 (mm)

OPENSTUB-IN LENGTH= 5.921 (mm)

SHORTEDSTUB-OUT LENGTH= 13.183 (mm)
LINEWIDTH FOR TRF.IN  17 OHMS= 13.304 (mm)            LENGTH= 30.903 (mm)
LINEWIDTH FOR TRF.OUT  23 OHMS= 9.137999 (mm)         LENGTH= 31.393 (mm)

LINEWIDTH FOR MAIN LINE 50 OHMS= 3.025 (mm)

CIRCUIT CONFIGURATION
----------------------

GEN.*****TRF.**S* TRANS.*S** TRF.*****LOAD         TRF:QUARTER
50 OHM         T          T           50 OHM           WAVE LINE
               U          U                            TRANSFORMER!!
               B          B

             OPEN     SHORTED

Ok
******************************************************************
2. NETWORK ANALYSIS  OF THE INPUT MATCH OF EXAMPLE 1
   -------------------------------------------------
   DONE WITH PROGRAM " NETWORK"
   --------------------------
```

	FREQ(MHZ)	IL(DB)	RL(DB)	VSWR	RHO	ZIN(R)	ZIN(I)
	750.00	-1.95	-4.43	4.01	0.60	14.72	20.45
	850.00	-1.27	-5.96	3.03	0.50	21.02	24.25
	950.00	-0.66	-8.52	2.20	0.38	31.58	26.35
	1050.00	-0.21	-13.27	1.55	0.22	46.82	21.28
*	1150.00	-0.02	-22.72	1.16	0.07	57.47	2.45
	1250.00	-0.15	-14.79	1.45	0.18	49.86	-18.51
	1350.00	-0.55	-9.28	2.05	0.34	34.36	-25.99
	1450.00	-1.13	-6.41	2.83	0.48	22.81	-24.75
	1550.00	-1.79	-4.72	3.77	0.58	15.83	-21.10

* A PERFECT MATCH IS ACHIEVED AT 1150 MHZ

****

6.7 Netzwerkanalyseprogramm für aktive/passive Bauelemente.

```
 PROGRAM TITLE: NETWORK ANALYSIS FOR ACTIVE/PASS. COMPONENTS.
               --NETWERKANALYSE PROGRAMM FUER AKTIVE UND
                 PASSIVE BAUELEMENTE.
 PROGRAM NAME: TCAP.BAS
           BY: DR. ALLEN KATZ
    PUBLISHED: NOT
      COMMENT: THE SOFTWARE IS SHIPPED WITH 4 EXAMPLES ON A
               SEPARATE DISK. THE FILES ALSO INCLUDE A DETAILED
               PROGRAM DESCRIPTION.

    PROGRAM DESCRIPTION: NETWORK ANALYSIS PROGRAM FOR ACTIVE AND
                         PASSIVE DEVICES.NETWORK CONFIGURATIONS CAN BE
                         STORED IN A FILE FOR FUTURE CALCULATIONS.
                         AN EDITOR MODE MAKES THE PROGRAM MORE
                         COMFORTABLE. SOME FUNCTIONS CAN ALSO BE
                         SHOWN IN GRAPHICS ( HERCULES MODE!!).
*********************************************************

1. EXAMPLE:  LOW PASS FILTER,2500 HZ, 4.ORDER, 1 DB RIPPLE.
   --------  C=0.1 UF CHOOSEN.
             SEE PROGRAM " OPFILT " FOR DETAILED CALCULATION!!
EXAMPLE FROM PROGRAM "OPFILT":
--------- ---------------------
INPUT:
-----
Enter:                    -3 dB Frequency in Hz? 2500
                      Filter Order (2, 4, or 6 only)? 4
                Passband Ripple (0, 1, 2, or 3 only)? 1
Select: Circuit Impedance (Z) or Capacitor Value (C)? C
                         Capacitor (Std. value, in uF)? 0.1
OUTPUT:
------
 5 NODES ARE DEFINED IN THE  OP-AMP NETWORK!!
 --------------------------------------------

                                  4)
                  _____ R(F) ____*_______________ R(D) ______
                  :     2546     :                1846       :
                 GND             :                           :
                  0)             :     _____                 :
                                 :____: _    \               :    5)
NODES:                                :        \             :
   1)              2)          3)     : OP AMP  \____________*_____OUT
          1268           1268         :         /            :  (Low Z)
IN *_____ R(X) ____*____ R(X) __*_____: +      /             :
(Low Z)            :            :     :_____/                :
                 C(X)         C(X)                           :
U1=1 VOLT      0.1UF:    0.1UF  :                            :
  = CONSTANT        :          GND  0)                       :
                    :________________________________________:
    0)
  *-------------------------------------------------------------*

    GROUND (GND) IS ALWAYS NODE ZERO!!!
    -----------------------------------
NETWORK ANALYSIS OF THE ABOVE OP-AMP WITH THE PROGRAM
```

```
TCAP.BAS.  (FILE IS:TCAP-OP1)
---------
 TSC ELECTRICAL CIRCUIT ANALYSIS PROGRAM V4.0 5/10/87

 ALL CALC ASSUMED AT DC (0 FREQ) UNLESS FREQ SET WITH 'F' OPTION.
 MAXIMUM NUMBER OF SWEEP POINTS=100. IF ERROR 'GOTO 1290'.

 WANT ADDITIONAL INFORMATION (Y/N)? N
                                       ---
DATA ENTRY OF THE NETWORK COMPONENTS:
------------------------------------
COMPONENT SELECTION SECTION
---------------------------
               [R]ESISTOR
               [I] INDUCTOR
               [C] CAPACITOR
               [CS] CURRENT SOURCE
             * [VS] VOLTAGE SOURCE
               [NPN] TRANSISTOR
               [PNP] TRANSISTOR
               [FET] FEILD EFFECT TRANSISTOR
               [CVS] CONT. VOLT. SOURCE (TUBE)
               [OPAMP] OPERATIONAL AMPLIFIER
               [L] LIST CIRCUIT COMPONENTS

     TYPE OF CIRCUIT ELEMENT OR LIST ELEMENTS....? VS
                                                   ---

COMPONENT # 1                                        VOLTAGE SOURCE!!
-------------
(-) NODE,  (+) NODE,  VOLTAGE MAG.,  PHASE ANGLE    1 VOLT,PHASE 0
  ? 0,1,1,0                                          --------------
    -------
               UND SO WEITER !!!
COMPONENT # 8                                           OP-AMP!!
-------------
OUTPUT,  (-) INPUT,  (+) INPUT,  GAIN FACTOR
  ? 5,4,3,1000
   -----------

                   OPTIONS MENU:
         =====================================================
             [A] - ADD CIRCUIT COMPONTENT
             [B] - CALCULATE BRANCH VOLTAGES AND CURRENTS
             [C] - CHANGE AND SWEEP COMPONENT VALUE
             [D] - DELETE CIRCUIT COMPONENT
             [F] - SET OR SWEEP FREQUENCY
             [I] - CALCULATE SOURCE CURRENTS
         *   [L] - LIST PRESENT COMPONENTS
             [M] - VOLTAGE MAGNITUDE IN dB
             [N] - NEW CIRCUIT
             [R] - REPLACE CIRCUIT COMPONENT
             [S] - SAVE CIRCUIT FILE
             [V] - CALCULATE NODE VOLTAGES
             [Z] - CALCULATE NODE IMPEDANCE
             [END] - END SESSION
 [ A, B, C, D, END, F, H<ELP>, I, L, M, N, R, S, V, Z ]? L
             FREQUENCY= 0                                 ---

BRANCH     NODE
 #       CONNECTION:      TYPE:        VALUE:         PHASE ANGLE:
====================================================================
```

000202

```
1      0 - 1              VOLTAGE        1
2      1 - 2              RESISTOR       1268
3      2 - 3              RESISTOR       1268
4      4 - 0              RESISTOR       2546
5      4 - 5              RESISTOR       1846
6      2 - 5              CAPACITOR      .0000001
7      3 - 0              CAPACITOR      .0000001
8    O= 5 -= 4 += 3       OP AMP         GAIN= 1000
```

COMMENT : THE NETWORK IS STORED IN THE FILE " TCAP-OP1".

Frequency Modes:

---

1 - Single Frequency
2 - Linear Frequency Sweep
3 - Log Frequency Sweep

Frequency Mode-->? 3

F min, F max, # OF POINTS:? 100,10000,15   100HZ,10000 HZ,!! 15 STEPS!!

OUTPUT NODE..(1 - 5) ? 5   OUTPUT OF OP-AMP!!

OUTPUT:

VOLTAGE - Frequency TABULATION

FREQ	REAL	IMAGINARY	MAGNITUDE dB	PHASE ANGLE
100.00 Hz	17.15E-01	-17.57E-02	47.31E-01	-5.85°
138.95 Hz	17.08E-01	-24.47E-02	47.40E-01	-8.15°
193.07 Hz	16.95E-01	-34.13E-02	47.56E-01	-11.38°
268.27 Hz	16.68E-01	-47.74E-02	47.85E-01	-15.97°
372.76 Hz	16.10E-01	-67.00E-02	48.29E-01	-22.60°
517.95 Hz	14.78E-01	-93.96E-02	48.69E-01	-32.44°
719.68 Hz	11.71E-01	-12.78E-01	47.76E-01	-47.51°
* 1.00 KHz	53.76E-02	-14.99E-01	40.39E-01	-70.26°
1.39 KHz	-18.92E-02	-11.87E-01	15.99E-01	260.94°
1.93 KHz	-41.05E-02	-59.08E-02	0.00E+00	235.20°
2.68 KHz	-30.43E-02	-23.29E-02	0.00E+00	217.43°
3.73 KHz	-17.82E-02	-86.51E-03	0.00E+00	205.89°
5.18 KHz	-96.95E-03	-31.90E-03	0.00E+00	198.21°
7.20 KHz	-51.31E-03	-11.80E-03	0.00E+00	192.95°
10.00 KHz	-26.85E-03	-43.76E-04	0.00E+00	189.26°

COMMENT: AT 1000 HZ WE GET REAL=0.53 VOLT,IMAG.= 1.49 VOLT.
THE ATTENUATION IS 4.039 DB.

```
LOG FREQUENCY PLOT:
-------------------
                              VOLTAGE RATIO IN dB
        -31.30674          -15.65337           0     4.869001
-----------+-----------------+-----------------+-----+
 100.00     ||                                  .    *
 138.95     ||                                  .    *
 193.07     ||                                  .    *
 268.27     ||                                  .    *
 372.76     ||                                  .    *
 517.95     ||                                  .     *
 719.68     ||                                  .    *
   1.00     ||                                  .    *
   1.39     ||                                  .  *
   1.93     ||                                *  .
   2.68     ||                         *        .
   3.73     ||                   *              .
   5.18     ||             *                    .
   7.20     ||      *                           .
  10.00     *                                   .

LOG FREQUENCY PLOT:
------------------            ANGLE
        -70.26416
                 0               130.4718          260.9435
-----------+--------+---------------+-----------------+
 100.00     ||       *
 138.95     ||      *.
 193.07     ||      *.
 268.27     ||     * .
 372.76     ||     * .
 517.95     ||   *   .
 719.68     || *     .
   1.00     *        .
   1.39     ||       .                                *
   1.93     ||       .                            *
   2.68     ||       .                          *
   3.73     ||       .                         *
   5.18     ||       .                        *
   7.20     ||       .                       *
  10.00     ||       .                      *
                                           J.SCHMITZ 5/91
```

****

6.8 Netzwerkanalyseprogramm für passive Bauelemente.

```
PROGRAM TITLE: A LADDER ANALYSIS PROGRAM.
               --EIN PROGRAMM ZUR ANALYSE VON PASSIVEN
                 NETZWERKEN.
 PROGRAM NAME: NETWORK.EXE
           BY: K. D. WYATT
    PUBLISHED: RF-DESIGN 11/86
DOCUMENTATION: 7 PAGES AVAILABLE.
```

THE NEW VERSION OF THE PUBLIC DOMAINE PROGRAM NETWORK 4.BAS (AS DISTRIBUTED WITH THE EARLIER VERSIONS OF POOR MAN'S CAE NO1) IS NOW DISTRIBUTED AS SHAREWARE AND CALLED NETWORK V.2.10.B.
THE AUTHOR K. D. WYATT REQUESTS A NOMINAL FEE,IF YOU DECIDE THAT THE PROGRAM MEETS YOUR NEEDS. THE NEW,UPDATED VERSION V.2.10.B INCLUDES THESE ADDITIONAL FEATURES:

000204

---18 PAGE MANUAL ON DISK
---COLOR TEXT AND HIGH-RESOLUTION GRAPHICS
---PRINT SCREEN ROUTINE FOR GRAPHICS INCLUDED
---SAVE CIRCUIT FILES ON DISK
---SUPPORT OF CGA,EGA OR HERCULES VIDEO ADAPTERS
---IMPROVED USER INTERFACE
---AUTOMATIC SUPPORT OF MATH. COPROCESSOR
---USER CONFIGURABLE CUSTOMIZATION

PROGRAM DESCRIPTION: A LADDER ANALYSIS PROGRAM.
17 DIFF. NETWORKS CAN BE CASCADED AND ANALYSED FOR:
INSERTION LOSS,RETURN LOSS,VSWR,
REFL. COEFF. AND Z-IN (REAL-IMAG.

INPUT :VALUES FOR R,L,C /TRANSFORMER RATIO N /
DIELECT. CONSTANT ,PCB-LINE WIDTH,
PCB LENGTH AND PCB THICKNESS /
OR CHARACTERISTIC IMPED. ZO /ELECT. LENGTH (DEGREE)/
CENTER FREQ. /

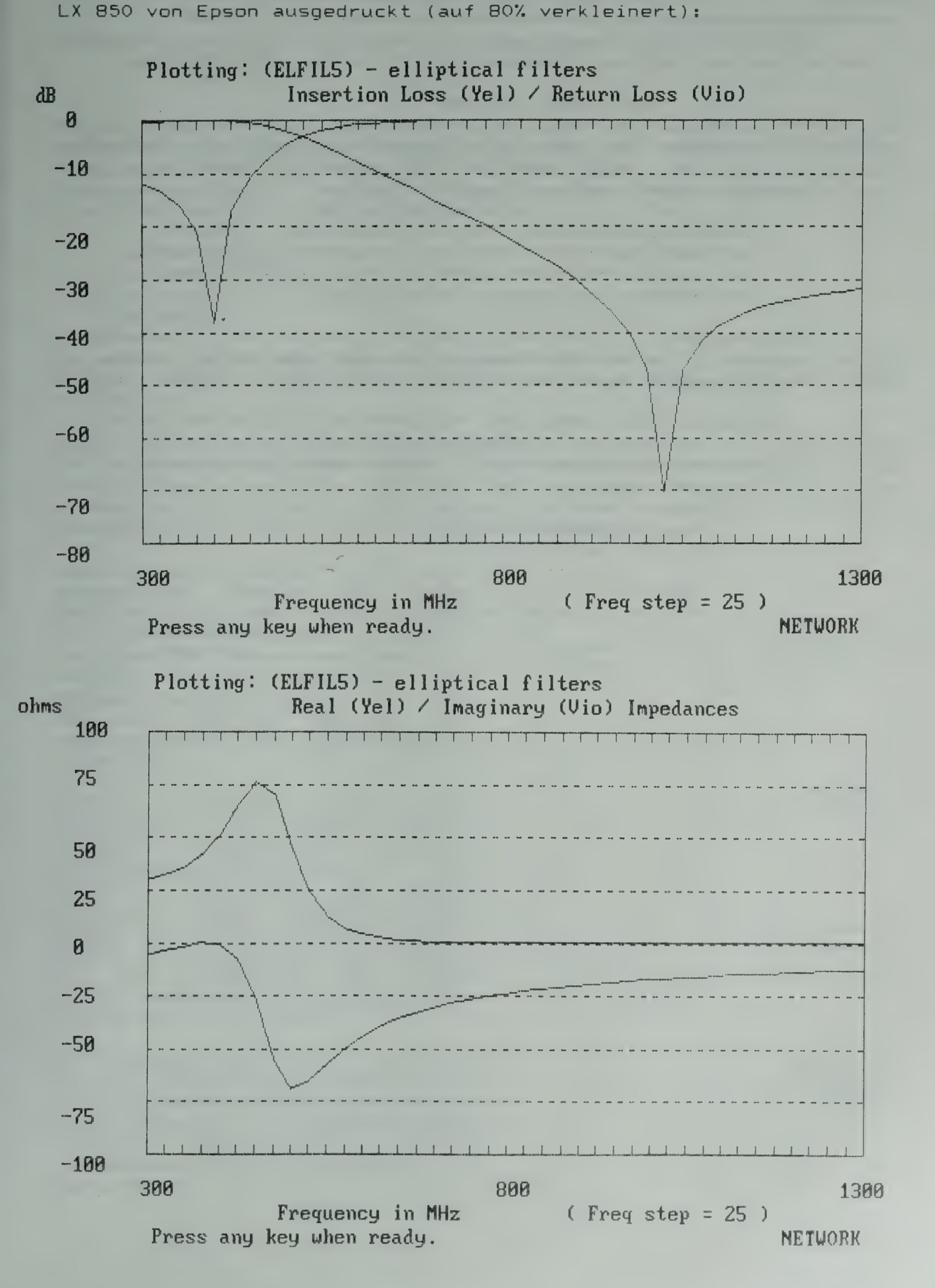
CHOICE OF 17 DIFF.NETWORKS TO BE CASCADED:
SERIES-R / PARALLEL-R / SERIES-L / PARALLEL-L /
SERIES-C /PARALLEL-C/
SERIES-SERIES RLC / SERIES-PARALLEL RLC /
PARALLEL-PARALLEL RLC /
SERIES-SERIES RCL/SERIES-PARALLEL C /
TRANSMISSION LINE / OPEN PARALLEL STUB /
SHORTED PARALLEL STUB /
OPEN SERIES STUB / SHORTED SERIES STUB /
TRANSFORMER /

START-STOP-STEP FREQUENCY FOR PLOTTING

OUTPUT:- INSERTION LOSS,RETURN LOSS ,
- VSWR, REFL. COEF. RHO, Z-IN (REAL-IMAG.).

Beispiel: Elliptisches Tiefpass Filter nach Pos. 6.1

EGA Grafik mit Programm Epson.com auf Printer
LX 850 von Epson ausgedruckt (auf 80% verkleinert):



Weitere berechnete Beispiele:

1.Siehe Scriptum der Weinheimer Tagung 1990

000206 2.Siehe Anhang der Beispiele Pos. 6.1/6.6

****

7.Bestellung des Software Paketes(40 Programme), 6 Disketten.

" POOR MAN'S CAE No 2 "

Schutzgebühr: DM 150.- einschliesslich Handbuch (120 Seiten)
5.25" oder 3.5" Disketten auf Wunsch.

Sonderpreis während der Tagung: DM 130.-

Alle Dokumentationen sind in englischer Sprache verfasst (überschriften der Programme in deutsch!) Für viele Programme sind die Originalbeiträge der Autoren als Kopien erhältlich .

Programmpaket " Poor Man's CAE No 1" V.1.1 (40 Programme), vorgestellt in Weinheim im letzten Jahr ,weiterhin mit Handbuch gegen eine Schutzgebühr von DM 150.- erhältlich.

überweisungen: Konto Nr. 41013800 bei Volksbank Idstein.
BLZ: 5109170

Oder: Verrechnungsscheck , Euroscheck schicken an:
Jörg Schmitz
Ing.(grad.)
Sauerbruchstr.16
D 6204 Taunusstein

Tel:06128/71173
Anrufe bitte ab 19 Uhr

Jörg Schmitz
JULI 1991

Wolfgang Schneider, DJ 8 ES

SSB/CW-Transceiver für 50 MHz mit Baugruppen der 50Ω-Technik

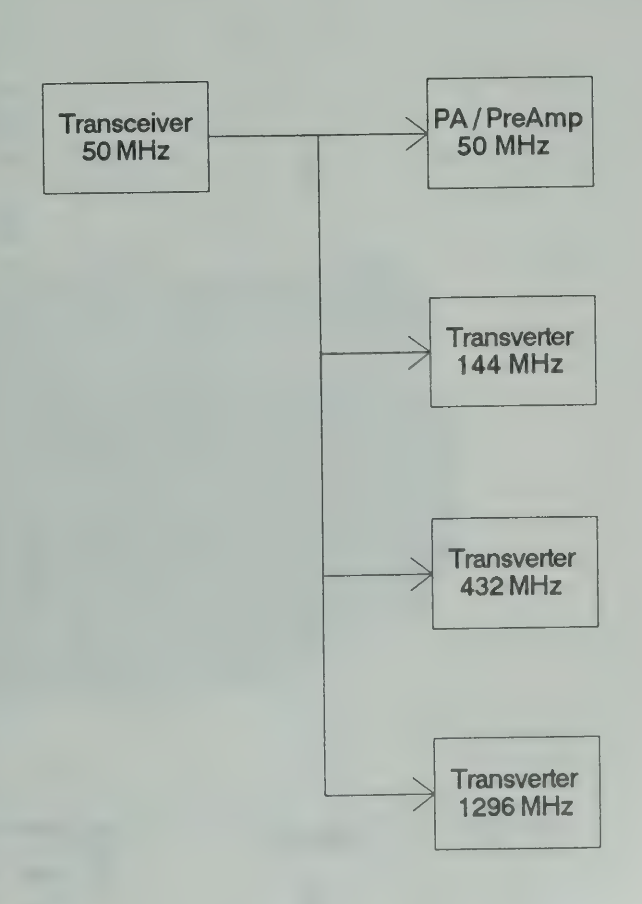
Neben verschiedenen populären Betriebsarten im Amateurfunk ist SSB/CW-DX einer der Schwerpunkte. Auf den zur Verfügung stehenden Frequenzen von 1,8 MHz bis weit in den GHz-Bereich bietet insbesondere diese Betriebsart dem 'Bastler' viele Möglichkeiten. Hier sind besonders der Selbstbau von:

- Transvertern,
- PreAmp's,
- PA's und
- Antennen

zu nennen. Die größte Herausforderung für jeden auf diesem Gebiet tätigen OM dürfte jedoch der Selbstbau eines eigenen Transceivers darstellen.

Basierend auf den guten Erfahrungen mit Baugruppen der 50Ω-Technik hat sich der Verfasser einen alten Wunschtraum verwirklicht. Der SSB/CW-Transceiver für 50 MHz ist von der Planung über die Konzeption bis zur Realisierung selbst erstellt und trägt demzufolge mit Recht die Bezeichnung 'homemade'.

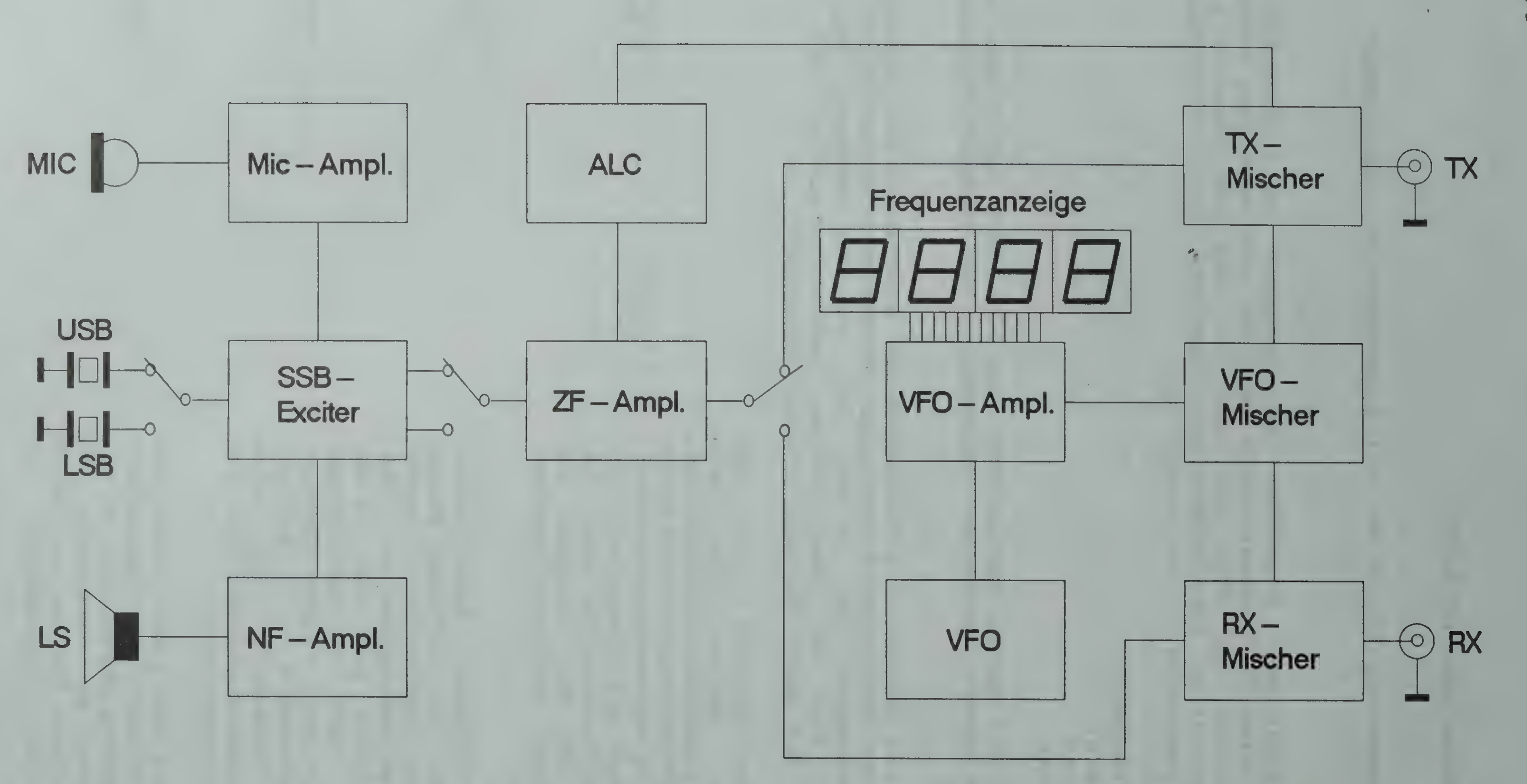
Maßgeblichen Einfluß auf die Entwicklung hatten die beim Verfasser gegebenen Verhältnisse. So sollte der Transceiver nicht nur das 50 MHz-Amateurfunkband, sondern auch als Steuergerät die vorhandenen Transverter nach 144, 432 und 1296 MHz bedienen. Die nebenstehende Übersicht verdeutlicht dies.



Der im Folgenden beschriebene Transceiver ist aufgrund seiner universellen Konzeption, sprich breitbandige Baugruppen der 50Ω-Technik, nicht nur für 50 MHz geeignet. Nach entsprechender Modifikation der frequenzbestimmenden Bauelemente (z. B. Filter) ist der Transceiver für alle Kurzwellenbänder und auch für das 144MHz-Band einsetzbar.

Der Vortrag soll auch keine bis in alle Einzelheiten ausgefeilte Baubeschreibung darstellen, vielmehr versucht er Anregungen und praktische Tips für den an SSB/CW interessierten Funkamateur zu vermitteln.

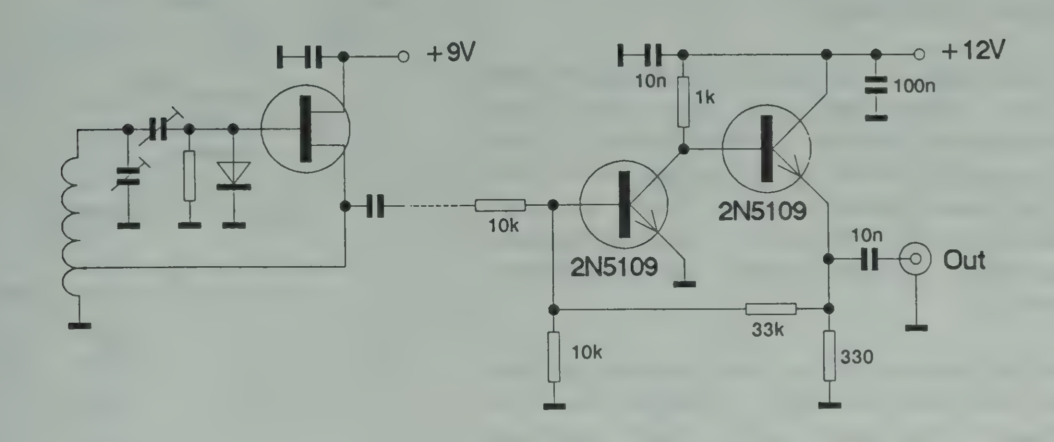
000208



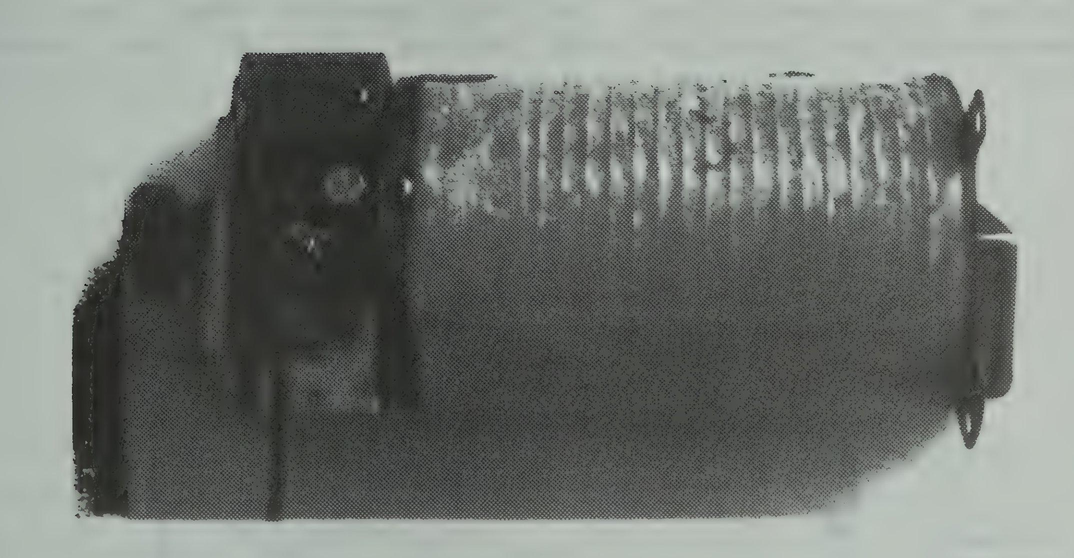
Blockschaltbild Transceiver 50MHz

Im hier vorgestellten Transceiver findet ein Collins-Oszillator Verwendung. Derartige oder auch ähnliche VFO's sind bisweilen auf Flohmärkten erhältlich.

Der VFO arbeitet in Hartley-Schaltung. Zur Entkopplung von den nachfolgenden Stufen wurde ein zweistufiger gegengekoppelter Verstärker eingesetzt. Diese Pufferstufe gewährleistet einen rückwirkungsfreien Betrieb des VFO.

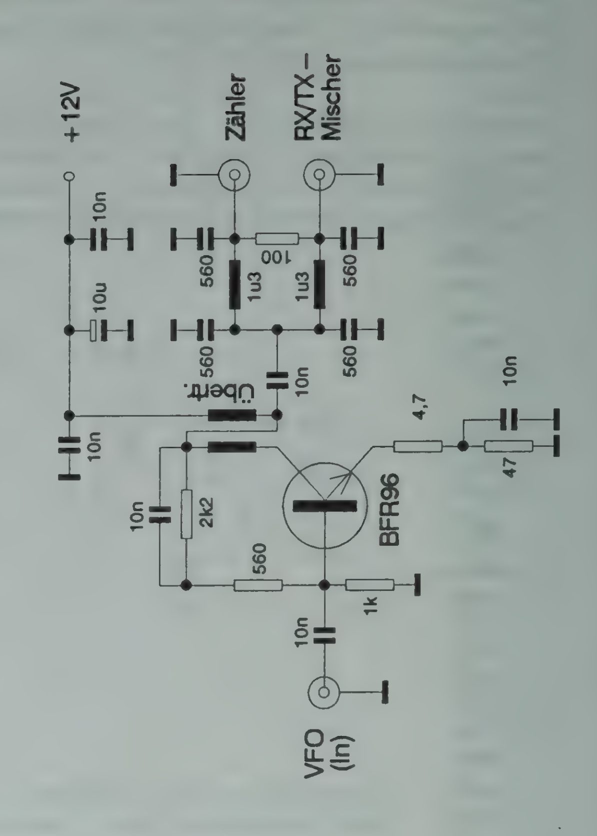


Prinzipieller Aufbau eines Hartley-Oszillators mit dem eingesetzten zweistufigen Pufferverstärker



Der vollständige VFO mit gekappselter Schwingkreisspule

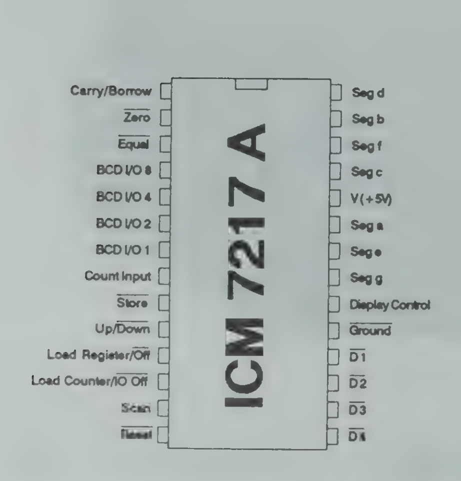
Dem VFO folgt ein einstufiger Verstärker. Dieser Breitbandverstärker liefert im Frequenzbereich um 5 MHz (f_{VFO}) eine Verstärkung von ca. 23dB. Am Ausgang wird das VFO-Signal mit einem Wilkinsonteiler für den Frequenzzähler und den VFO-Mischer aufgeteilt. Jeder dieser Einheiten wird ein Signal mit ca. 5mW zur Verfügung gestellt.



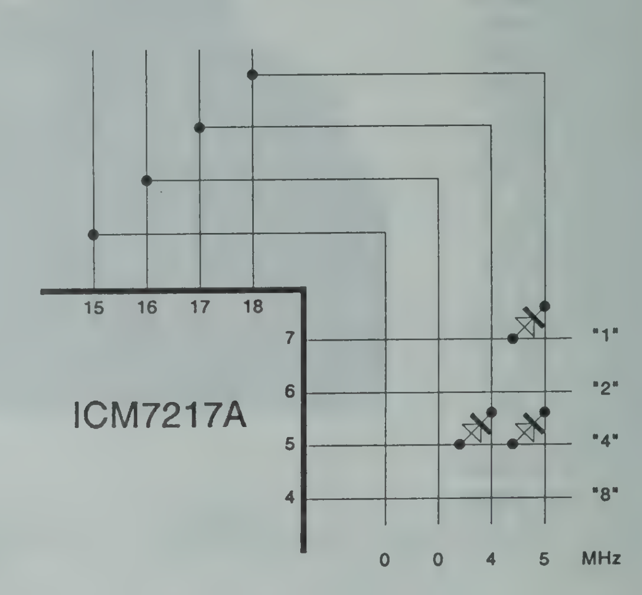
Der gezeigte Breitbandverstärker ist bis maximal 300 MHz mit den angegebenen Daten einsetzbar. Die Schaltung bietet außer dem bifilar gewickelten Übertrager und seiner Gegenkopplung wenig Besonderes, sie werden später noch detailliert erläutert.

Der Wilkinsonteiler am Ausgang der Baugruppe teilt das VFO-Signal zu gleichen Teilen auf die beiden Ausgänge auf. Er ist für die VFO-Frequenz dimensioniert. Mit einem solchen Koppler ergibt sich automatisch eine gute Entkopplung der beiden Ports voneinander (> 30dB).

Der Frequenzzähler ist 8-stellig ausgeführt. Er wurde mit Hilfe zweier vierstelliger Zählerbausteine vom Typ ICM7217A (INTERSIL) realisiert. Bei diesen IC's handelt es sich um Ausführungen für 7-Segmentanzeigen mit gemeinsamer Kathode. Desweiteren sind die Bausteine programmierbar. Im vorliegenden Fall muß für eine frequenzrichtige Anzeige ein Betrag von 45 MHz programmiert werden.



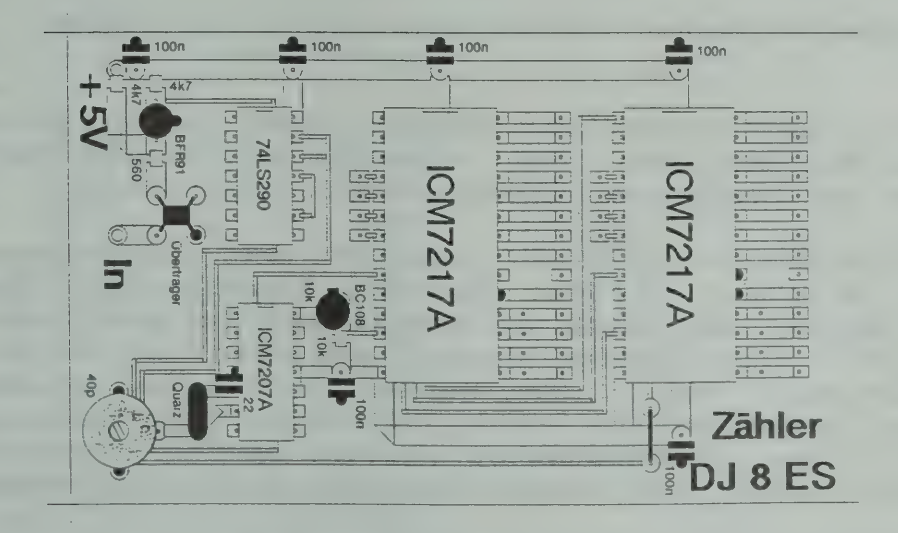
Pinbelegung ICM7217A



Beispiel für die Programmierung

Gesteuert wird die gesamte Zählerbaugruppe durch einen Controller (ICM7207A). Er liefert neben den Steuersignalen für die beiden Zählerbausteine auch das Signal für das Torzeitglied, einen 74LS290. Hierbei handelt es sich um einen Dezimalzähler, ihm vorgeschaltet ist die Transistorstufe zur Pegelwandlung.

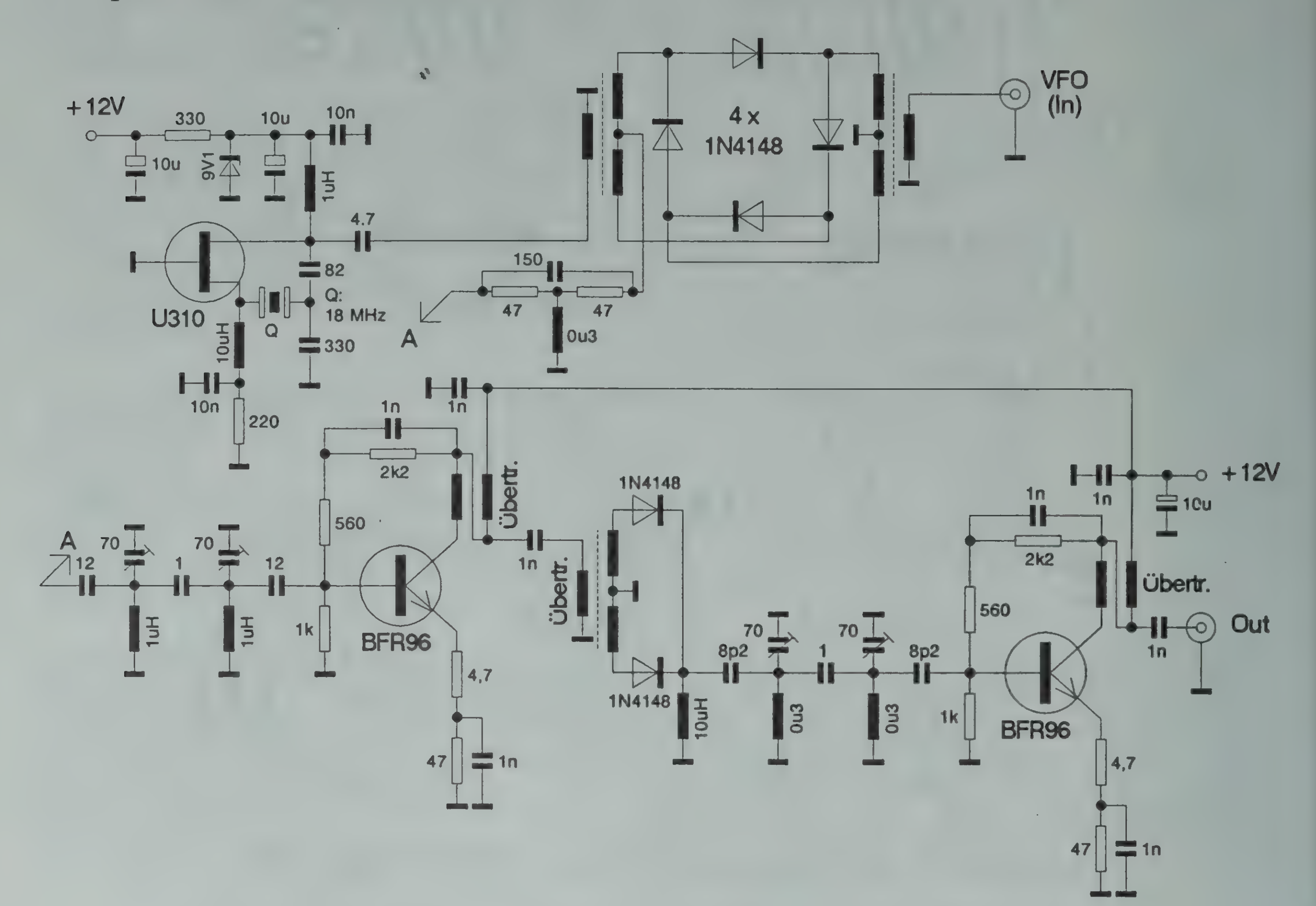
Schaltbild der programmierbaren Zählerbaugruppe



Bestückungsplan der Zählerbaugruppe, die zugehörigen 7-Segment-Anzeigen sind nicht mit auf der Platine

Im 'SSB/CW-Transceiver für 50 MHz' wird ein VFO-Signal im Bereich von 41- 42 MHz benötigt. Dabei läßt sich dann unter Berücksichtigung der ZF (9 MHz) das 6m-Band von 50 - 51 MHz abdecken.

Eine Möglichkeit dieses Signal zu erzeugen, ist ein Super-VFO. Dabei wird der üblicherweise um 5 MHz arbeitende VFO mit einer Festfrequenz gemischt und steht dann im erforderlichen Frequenzbereich zur Verfügung.



Schaltbild des VFO-Mischers nach 41 - 42 MHz

Hier tauchen auch wieder die bereits erwähnten Breitbandübertrager in der Schaltung auf. Dem Wickeln und Beschalten derartiger Übertrager ist besondere Aufmerksamkeit zu schenken.

In den Breitbandverstärkern besteht der Übertrager aus einer bifilaren Wicklung (6 Wdg. auf 5mm-Ferritperle). Eine bifilare Wicklung fertigt man sich am besten auf folgende Art und Weise: Zwei gleich lange Stücke Kupferlackdraht (A und B) mit einem Drahtdurchmesser von 0,2mm werden mit einer Handbohrmaschine sorgfältig miteinander verdrillt. Die erforderliche Anzahl Windungen dieses Doppeldrahtes werden auf den Kern gefädelt und anschließend gemäß dem abgebildetem Anschlußschema verbunden.

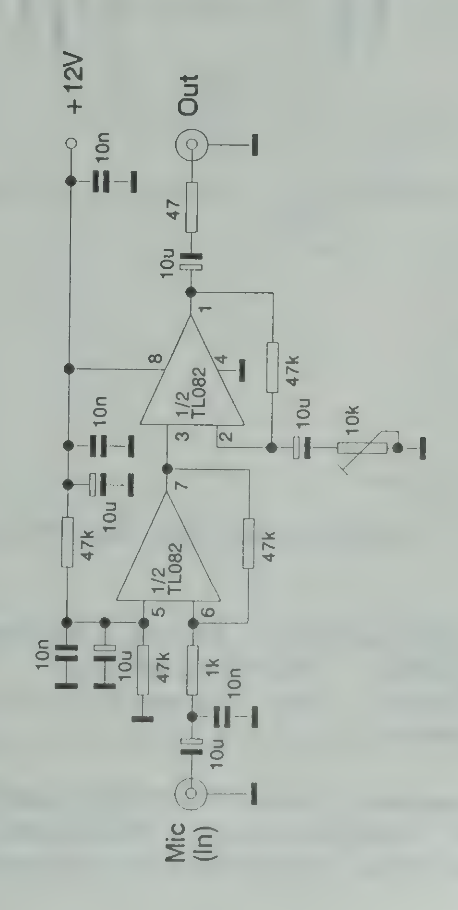
In den Ringmischern besteht der Übertrager aus einer trifilaren Wicklung. Aufbau und Beschaltung sind analog der bifilaren Ausführungen durchzuführen.

Anschlußschema und Muster bifilarer bzw. trifilarer Übertrager

Der Mikrofon-Verstärker mit einem OP-Amp (TL082) ist 2stufig ausgeführt und wird mit seiner Platine direkt auf einer üblichen Buchse (4polig) aufgesetzt. Zur Abschirmung ist das ganze in einem Weißblechgehäuse mit den Abmessungen 34x34x30mm untergebracht.

Zum Besprechen dient ein normales dynamischen Mikrofon mit einer Impedanz um 600Ω. Die für den SSB-Modulator benötigte Ausgangsspannung (ca. $1V_{SS}$) kann mit dem 10kΩ-Poti eingestellt werden.

Das nebenstehende Schaltbild verlangt keine weiteren Erklärungen, problematisch ist lediglich der spätere Zusammenbau. Hier ist zu beachten, daß erst nach Montage des Gehäuses an der Frontplatte des Transceivers die Platine mit dem Gehäuse verlötet werden kann.

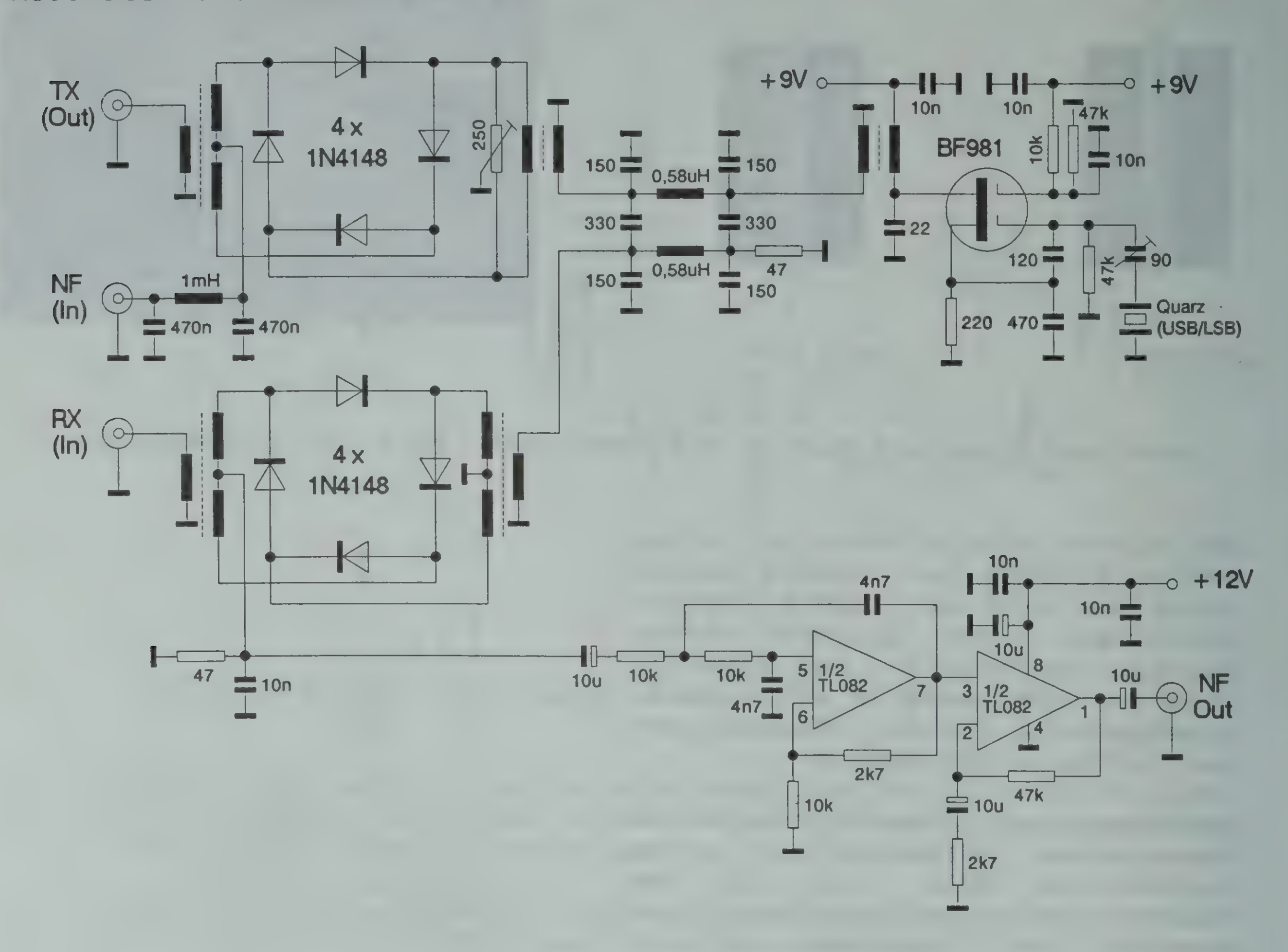


Die Baugruppe SSB-Exciter besteht aus:

- SSB-Modulator,
- SSB-Demodulator,
- USB/LSB-Seitenbandoszillator,
- NF-Vorverstärker.

Der Seitenbandoszillator ist mit einem Dual-Gate-MOS-Fet (BF981) bestückt. Die Quarzfrequenz kann durch den 90pF-Trimmer gezogen werden. Auf der Platine ist Raum für einen zweiten Seitenbandoszillator, beide arbeiten auf den gleichen Drain-Schwingkreis. Zwischen USB und LSB wird mit der zum jeweiligen Oszillator gehörigen G_2-Spannung umgeschaltet.

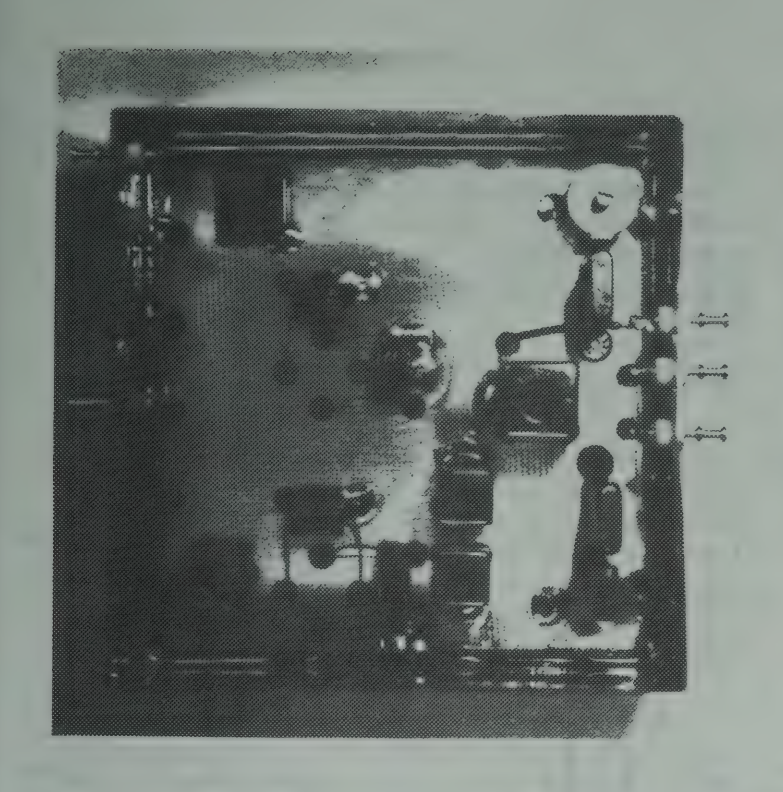
Ein kapazitiv gekoppelter Hybrid teilt die Oszillatorleistung auf Modulator und Demodulator auf.

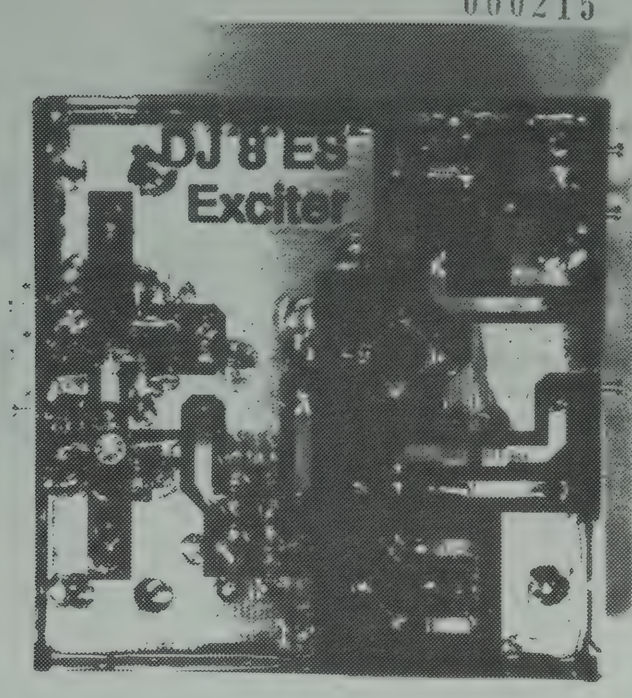


Schaltbild des SSB/CW-Exciter

Dem Modulator, einem Ringmischer mit 4 x 1N4148, wird das verstärkte Mikrofonsignal über einen LC-Tiefpass (f_g=4kHz) zugeführt. Zur Symmetrierung des Mischers ist ein Trimmpoti eingesetzt.

Am Ausgang des SSB/CW-Demodulators gelangt das NF-Signal über einen zweipoligen Tiefpass auf den NF-Vorverstärker. Dieser zweistufige Verstärker ist auch mit einem OP-Amp (TL082) bestückt.

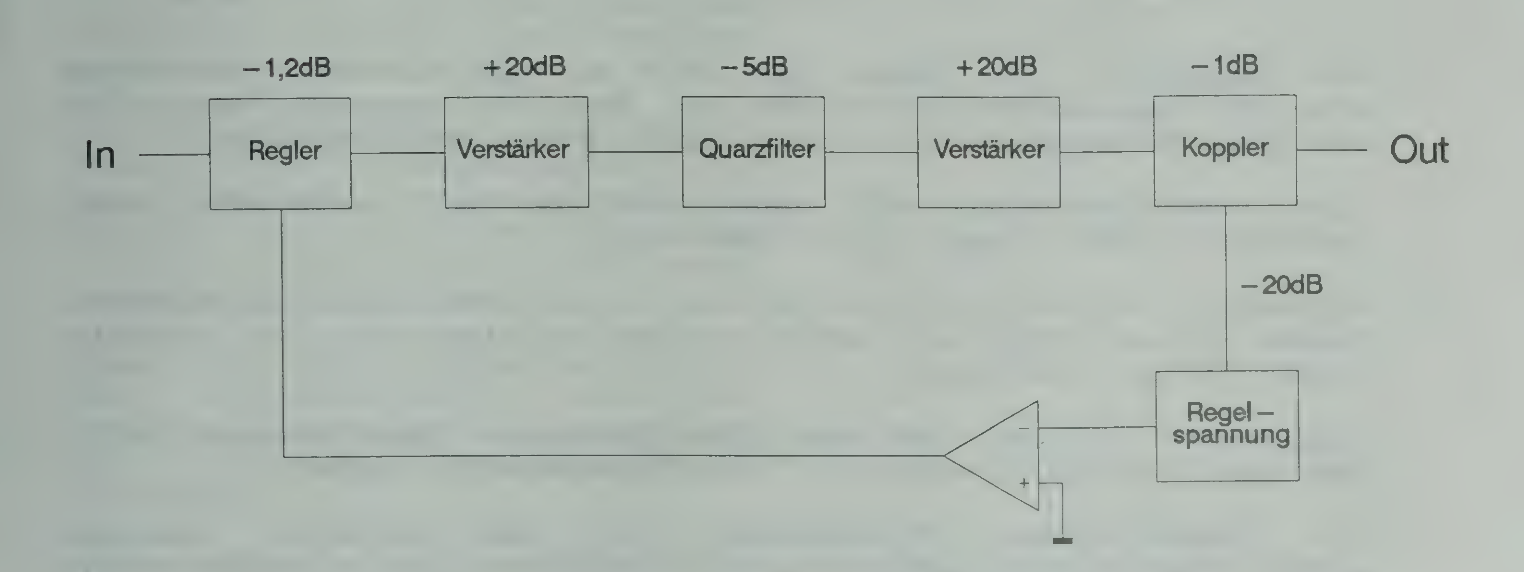




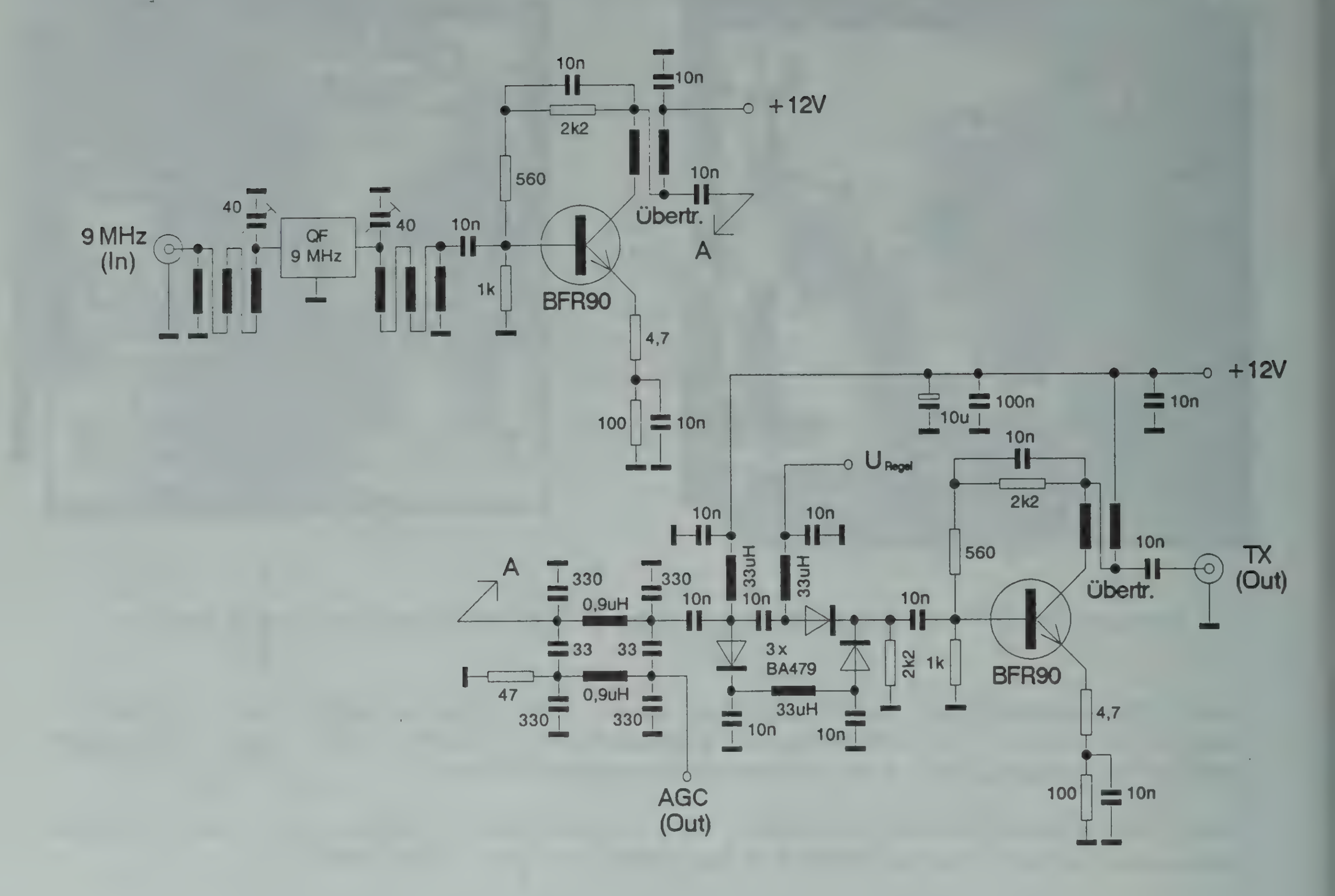
Der Exciter von Bestückungs- und Leiterbahnseite aus gesehen

Der ZF-Verstärker wird nicht nur für Empfangsbetrieb genutzt, sondern auch im Sendefall eingesetzt. Dazu ist die Baugruppe selbstverständlich PTT-gesteuert umzuschalten.

Ein Blockschaltbild erklärt die einzelnen Stufen und auch deren Zusammenspiel insbesondere hinsichtlich der Regelung.



Blockschaltbild eines geregelten ZF-Verstärkers



Schaltbild des realisierten ZF-Verstärkers

Das Quarzfilter, im Muster ein XF 9 B, wird über 9:1-Übertrager ein- und ausgangsseitig von 50Ω bzw. nach 50Ω angepaßt. Zusätzlich sind für den kapazitiven Anteil 90pF-Trimmer berücksichtigt.

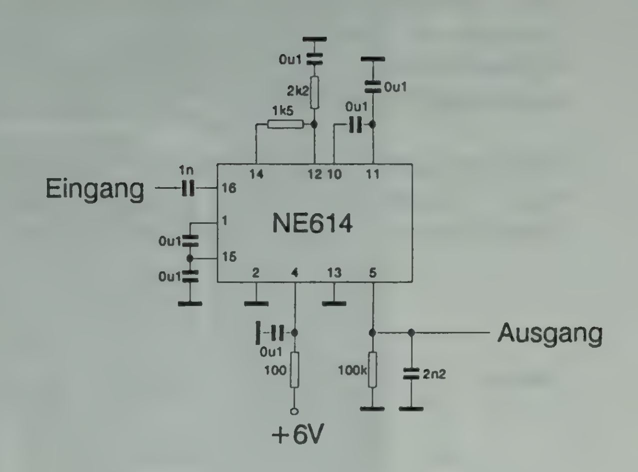
Eine Verstärkerstufe hebt das jetzt in der Bandbreite exakt definierte 9MHz-Signal um ca. 23dB an.

Am Ausgang AGC-Out wird die ZF über einen 20dB-Koppler ausgeführt. Dieses Signal dient zur Erzeugung der Regelspannung und außerdem einem S-Meter zur Anzeige.

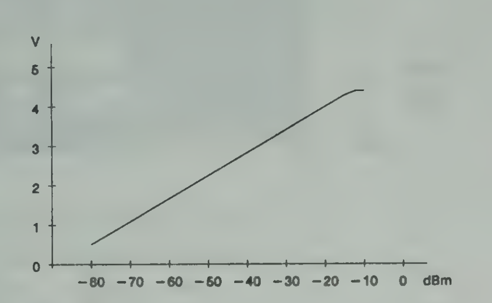
Die somit in einer AGC-Baugruppe gewonnene Regelspannung wirkt über den PIN-Dioden-Regler auf den ZF-Verstärker zurück.

Die abschließende Verstärkung in dem bereits mehrfach angesprochenen Breitbandverstärker garantiert die im Gesamtkonzept geforderte ZF-Verstärkung.

Zur Erzeugung der Regelspannung und Aufbau des S-Meters ist ein NE614 eingesetzt, hierbei handelt es sich um ein FM-ZF-System. Das IC beinhaltet unter anderem eine Schaltung zur Anzeige der Signalfeldstärke.

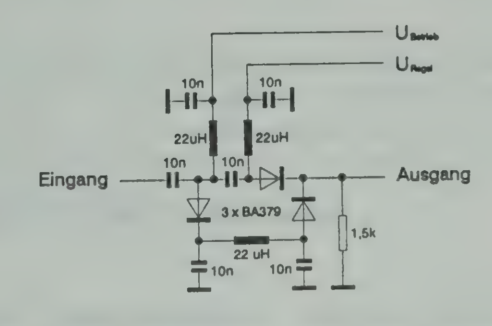


Die über einen Bereich von 80dB logarithmisch arbeitende Feldstärkeanzeige läßt sich in doppelt nutzen. Einmal wird mit dem NE614 der Aufbau eines exakt anzeigenden S-Meters wesentlich erleichtert, zum anderen kann die so gewonnene Anzeige direkt zur Erzeugung der Regelspannung im ZF-Verstärker genutzt werden.



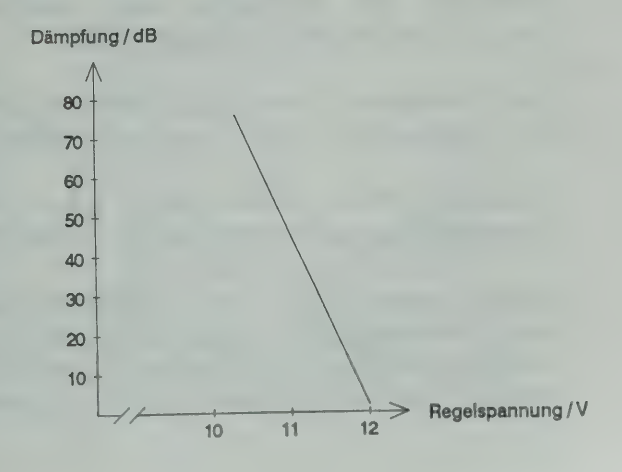
Wie einfach ein derartiges S-Meter mit gleichzeitiger Erzeugung der Regelspannung gehalten werden kann zeigen nebenstehende Abbildungen.

Zur Regelung in ZF-Stufen gibt es generell zwei Möglichkeiten. Die eine ist eine Regelung von Verstärkerstufen, z. B. über die G_2-Spannung bei MOS-Fet's, zum anderen kann mittels PIN-Dioden eine Regelung realisiert werden.



Nebenstehende Abbildung zeigt die Schaltung eines PIN-Dioden-Reglers und dessen Regelverhalten.

Bei der ZF von 9 MHz weist dieser Regler eine Einfügedämpfung von nur 1,2dB auf. Der Dynamikbereich beträgt 75dB. Aus dieser Kennlinie ergibt sich auch die Steilheit mit ungefähr 40dB/V.

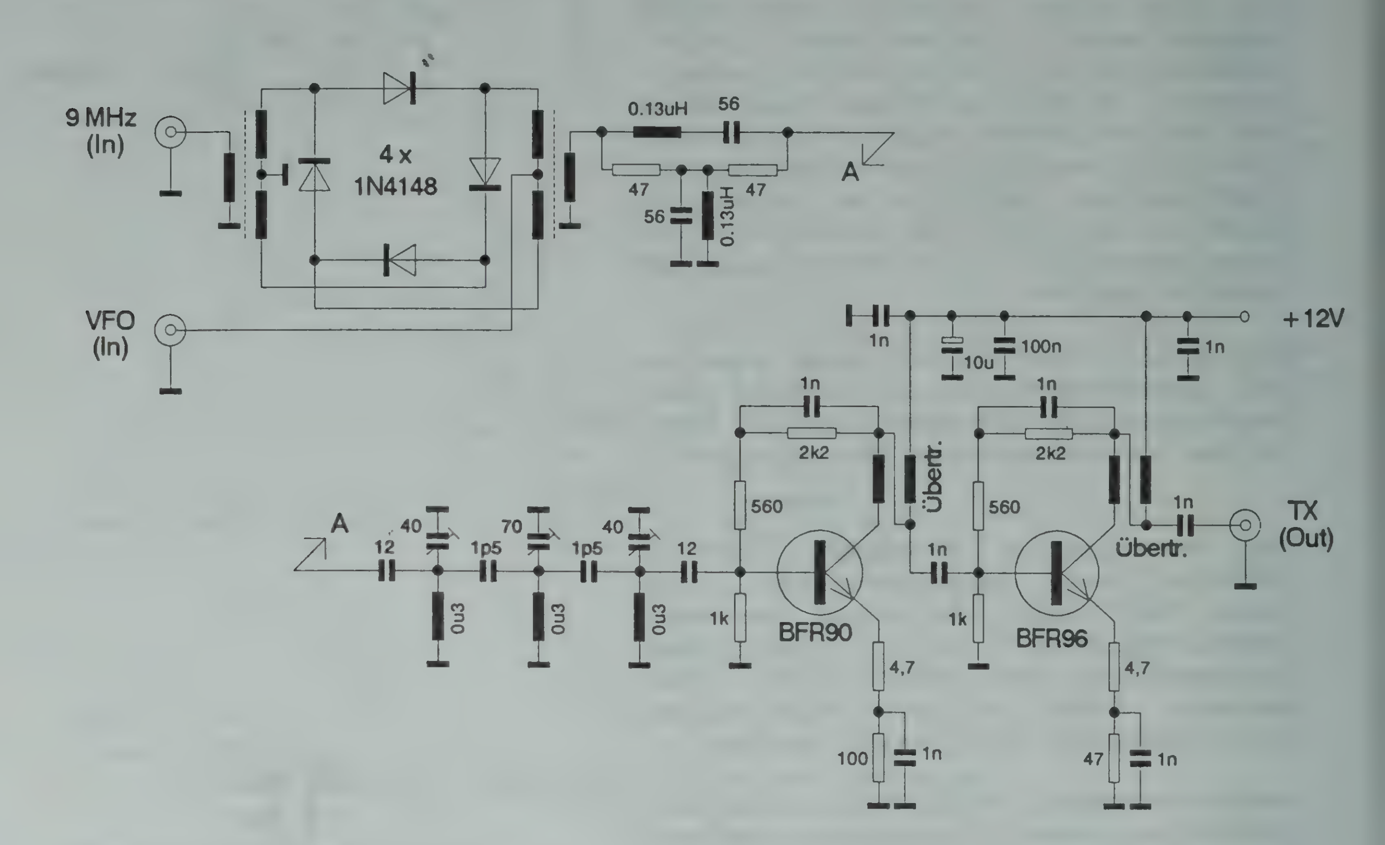


Neben dem großen Regelbereich ist der PIN-Dioden-Regler gegenüber Transistorstufen auch hinsichtlich der Intermodulationseigenschaften überlegen.

Dies, und auch die gute Übereinstimmung der Regler-, bzw. der Regelspannungs - Kennlinien, gab letztendlich den Ausschlag zur Realisierung der eben erläuterten Kombination.

Der Sendemischer setzt sich aus Ringmischer, Breitband-Anpassung, 3kreis-Filter und einem 2stufigen Breitbandverstärker zusammen. Im Ringmischer werden wieder 4 x 1N4148 verwendet, zur Ein- bzw. Auskopplung dienen Trifilar-Übertrager.

Die Nutzfrequenz wird über eine breitbandige Bandpass-Auskopplung dem 3kreis-Filter zugeführt. Abschließend gewährleistet ein 2stufiger Breitbandverstärker die gewünschte Ausgangsleistung.



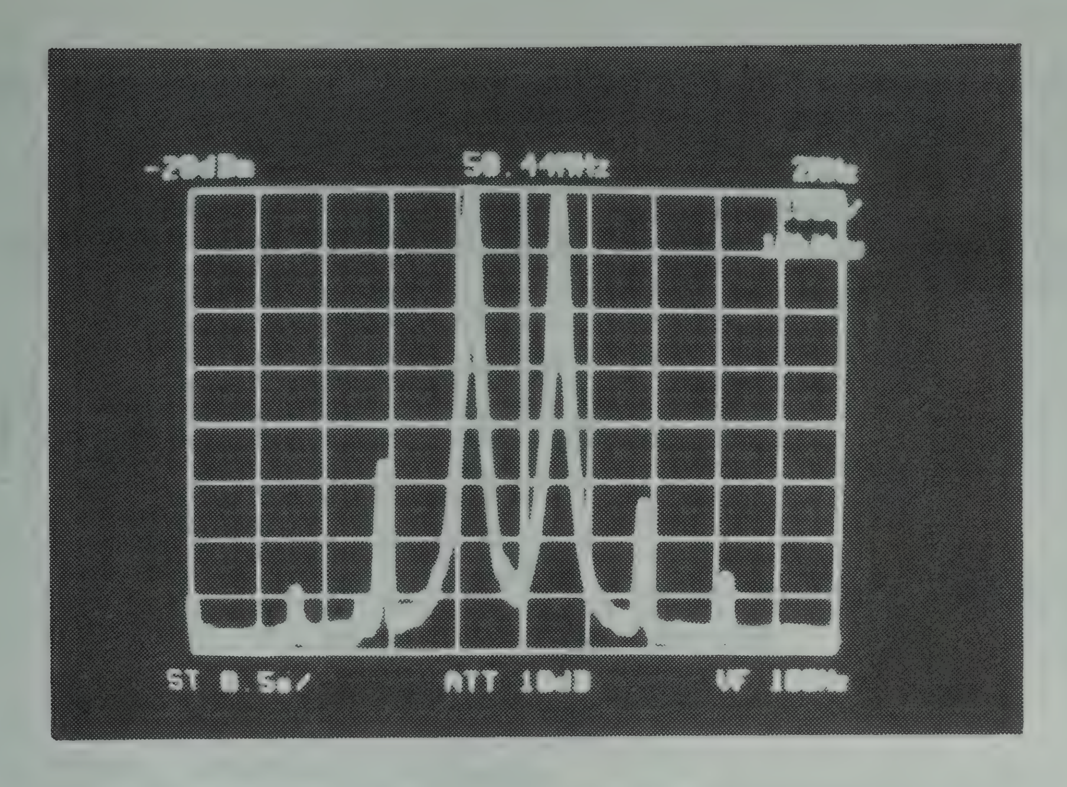
Schaltbild des Sendemischers

Bei einer Ansteuerung mit 100µW (Zweitonsignal mit je -13dBm) stehen am Ausgang des Sendemischers 55mW (+18dBm) pro Einzelton an, dies sind +21dBm PEP.

Bei diesen Betriebsbedingungen sind die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung (IM_3) um ca. 50dB abgesenkt und IM_5 beträgt sogar 65dB.

Obwohl die Schaltung kein Oberwellenfilter enthält, beträgt der Oberwellenabstand mehr als 40dB.

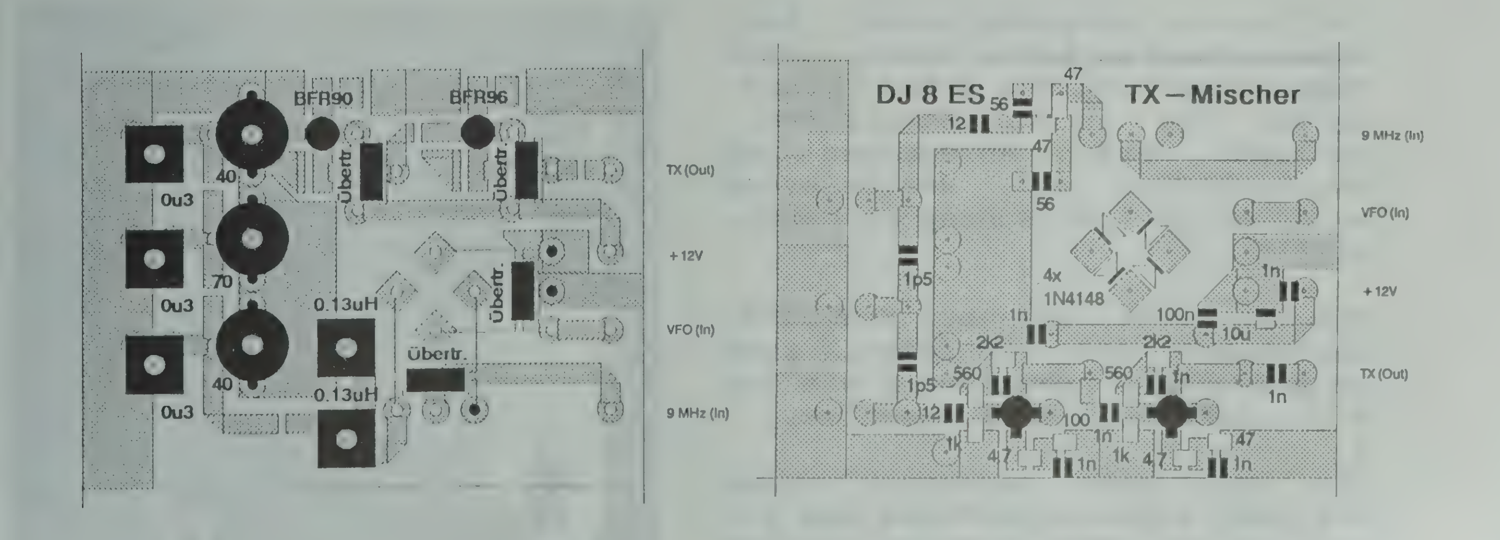
Zum Betrieb mit nachgeschalteten Leistungsverstärken auf der Nutzfrequenz, also für diesen Transceiver auf 50 MHz, ist eine zusätzliche Oberwellenfilterung notwendig, entsprechende Vorschläge finden sich in der Amateurfunkliteratur.



Beispiel für gutes Intermodulationsverhalten,
sogar bei Vollaussteuerung des Sendemischers

Diese Baugruppe ist wie auch alle anderen Einheiten auf einer separaten Platine aufgebaut. Als Gehäuse dient ein übliches Weißblechkästchen, für den Sendemischer hat dies die Abmessungen 55 x 74 x 30mm.

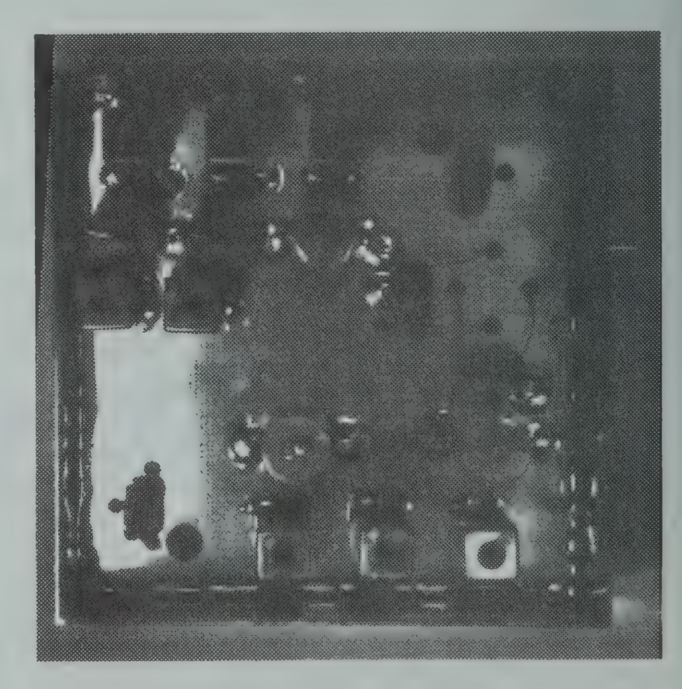
Aus den nachfolgenden Abbildungen kann die Bestückung der Platine entnommen werden. Dargestellt sind die notwendige Bauteile einerseits von der Leiterbahnseite (z. B. alle SMD-Bauelemente) und andererseits von der sogenannten Bestückungsseite, dies gilt beispielsweise für die Neosid-Spulen und Trimmer.



Da der Transceiver sowohl für den Betrieb im 6m-Band, als auch in Verbindung mit verschiedenen Transvertern eingesetzt wird, ist der Eingangsteil abweichend von üblichen Konzepten, nicht mit einem rauscharmen Transistor im Eingang bestückt. Nach dem 3kreis-Filter folgt eine Verstärkerstufe, weiter der Ringmischer, eine Breitband-Anpassung, wiederum ein 3kreis-Filter und dann der zweite Verstärker.

Schaltbild des Empfangsmischers

Wie bereits eingangs gesagt, soll dieser Vortrag keine detaillierte Baubeschreibung für einen Transceiver bei 50 MHz darstellen. Vielmehr werden Anregungen und Möglichkeiten zur Realisierung eines derartigen Konzeptes dargestellt.



Wie man sieht, erlauben Standardbaugruppen der 50Ω-Technik auch so aufwendige Schaltungen wie den hier vorgestellten Transceiver.

Ein besonderes Augenmerk wurde auf gute technische Daten und zuverlässige Betriebseigenschaften gelegt. Desweiteren werden nur Bauelemente verwendet, die sich in jeder halbwegs gut bestückten Bastelkiste finden.

Literaturhinweise

(1) Jessop, G. R., G 6 JP:
VHF-UHF-Manual 4th edition
RSGB 1983

(2) Wilhelm Schürings, DK 4 TJ:
Nützliche Baugruppen der 50Ω-Technik
Tagungsband 32. Weinheimer UKW-Tagung

(3) Wilhelm Schürings, DK 4 TJ und
Wolfgang Schneider, DJ 8 ES:
Lineartransponder: Regelung und Intermodulationsverhalten
Tagungsband 34. Weinheimer UKW-Tagung

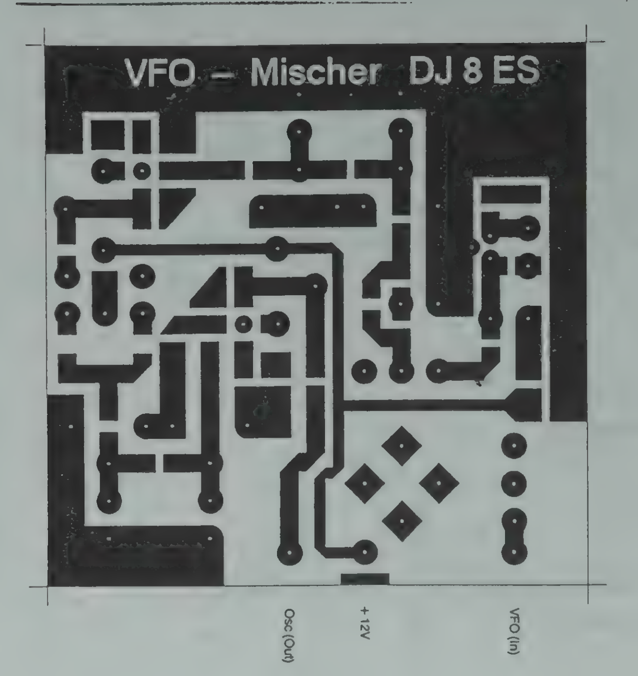
(4) Wilhelm Schürings, DK 4 TJ und
Wolfgang Schneider, DJ 8 ES:
Universal-Transverter-Konzept für 28, 50 und 144 MHz
Tagungsband 35. Weinheimer UKW-Tagung und UKW-Berichte 4/90

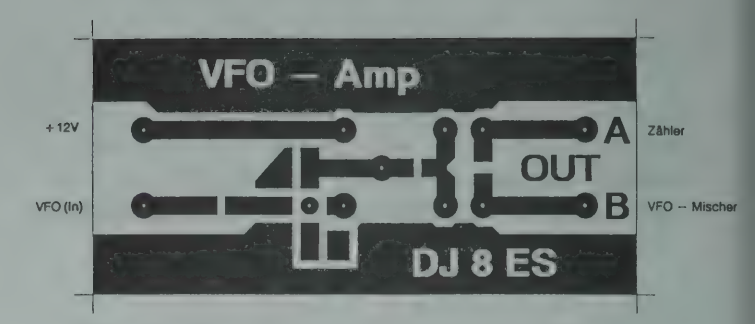
(5) Wes Hayward, W 7 ZOI und
Dough DeMaw, W 1 FB:
Solid State Design for the Radio Amateur
ARRL 1977

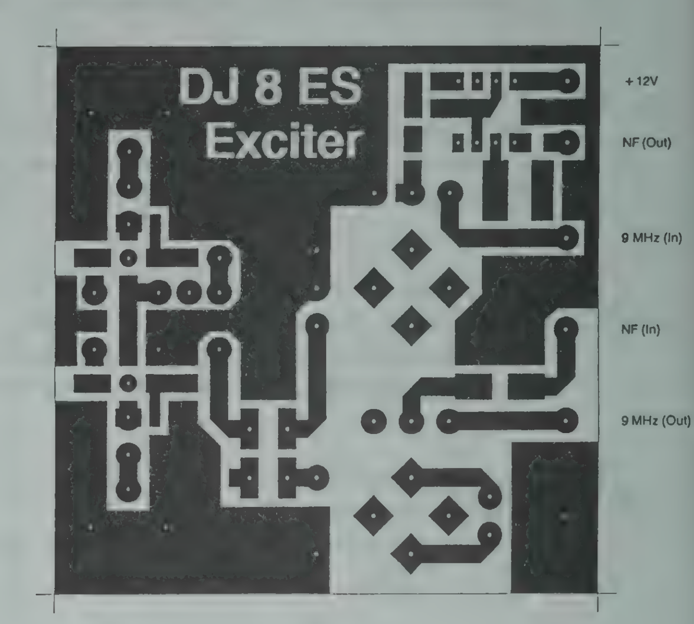
(6) Wes Hayward, W 7 ZOI:
Introduction to Radio Frequency Design
Prentice Hall, Englewood Cliffs N. J. 1982

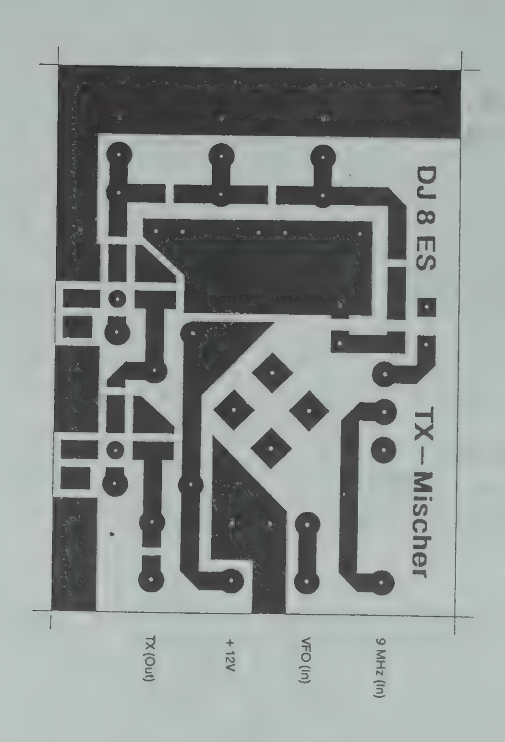
(7) ARRL-Handbook 1987:
Output Filtering
ARRL 1986

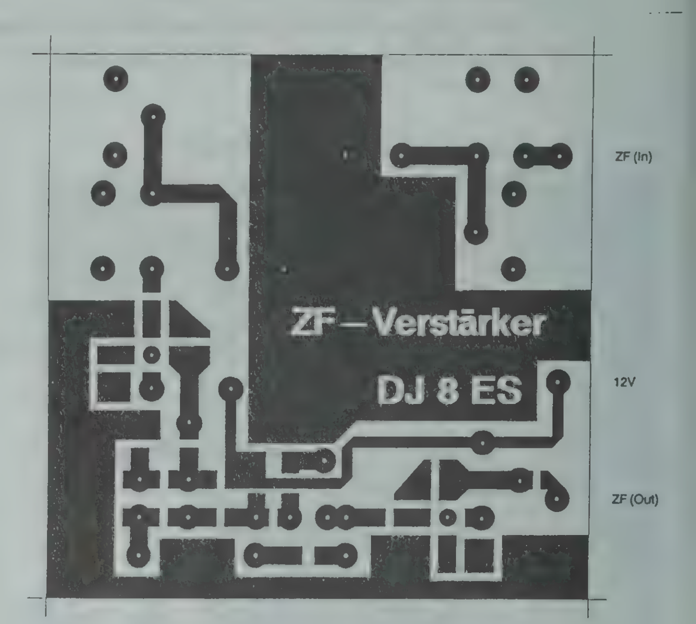
(8) Kurt Moraw:
7-Band-Kurzwellen-Transceiver
cq-DL 8/90

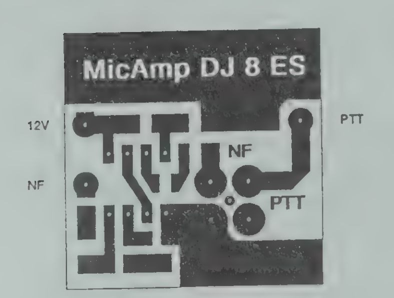

VFO – Mischer DJ 8 ES
Osc (Out)
+ 12V
VFO (In)


VFO – Amp
+ 12V
VFO (In)
A
OUT
B
Zähler
VFO – Mischer
DJ 8 ES

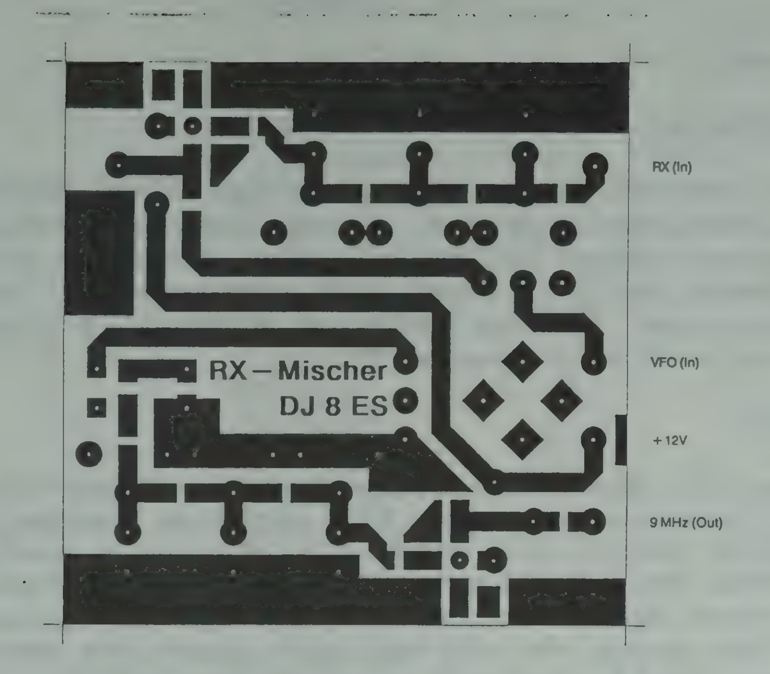

DJ 8 ES
Exciter
+ 12V
NF (Out)
9 MHz (In)
NF (In)
9 MHz (Out)

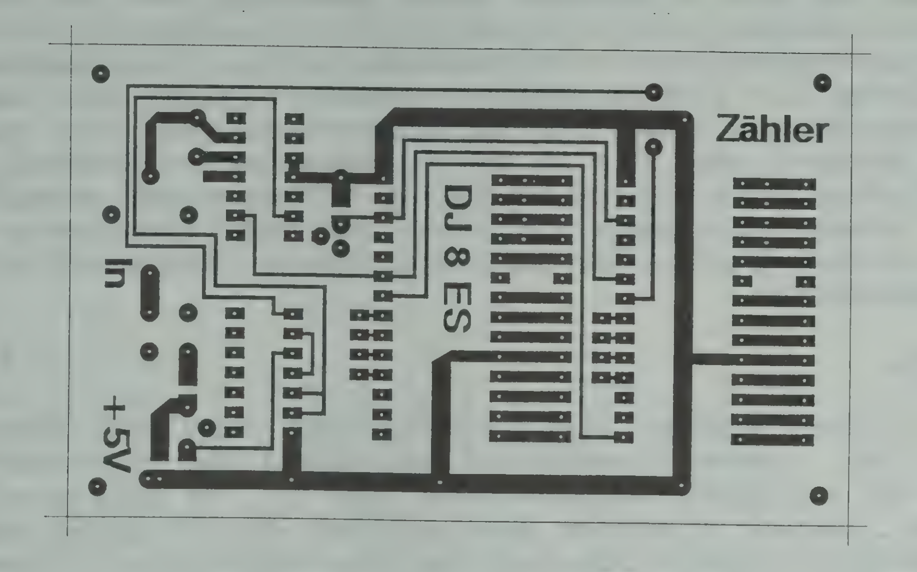

DJ 8 ES
TX – Mischer
TX (Out)
+ 12V
VFO (In)
9 MHz (In)

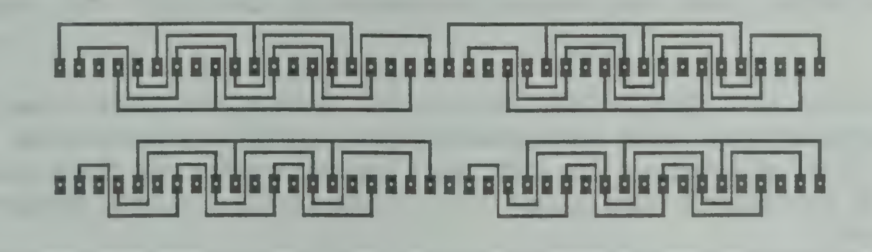

ZF (In)
ZF – Verstärker
DJ 8 ES
12V
ZF (Out)


MicAmp DJ 8 ES
12V
NF
NF
PTT
PTT

000223







000224

R. Schuster

RSE-Electronic C.-R. DK 7 DZ

Kurzbeschreibung: **S-Meter**

Das S-Meter besteht im wesentlichen aus einem FM-Demodulator IC aus der Konsumgüterindustrie. Dieser Baustein zeichnet sich durch eine hohe Eingangsempfindlichkeit aus, aber vor allem durch die dem Logarithmus des Eingangssignal proportional folgende Feldstärkeanzeige. Ein verlustarmer Mischer im Eingang sorgt für die Umsetzung auf eine höhere ZF.

Bauanleitung:

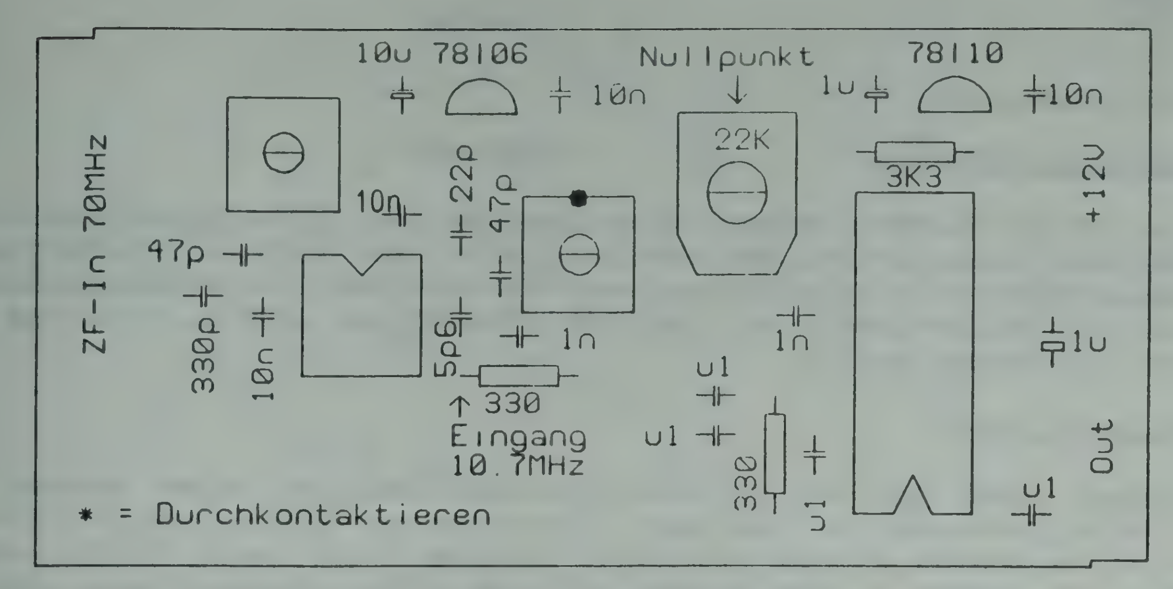
Zuerst löten Sie den Weißblechgehäuserahmen auf einer ebenen Fläche rechtwinklig zusammen. Als nächstes bearbeiten Sie die Platine (falls nötig) mit einer kleinen Feile nach, damit sich die Platine sauber in den Rahmen einfügen läßt. Kontrollieren Sie die Bohrungen. Noch können Korrekturen an den freigeätzten Bohrungen erfolgen. Dies geschieht einfach mit einem 5mm Bohrer, den Sie ein wenig von der Bestückungsseite her an der entsprechenden Bohrung drehen, so daß die Massefläche aufgeweitet wird. Nun können Sie die BNC-Buchse und Dukos montieren. Es bleibt Ihnen überlassen, ob Sie die Platine erst einlöten und dann bestücken oder erst bestücken und dann einlöten. Bitte beachten Sie, daß alle Masseverbindungen (das sind die nicht freigeätzten Bohrungen) von der Bestückungsseite her vorgenommen werden. Die Massebohrungen sollen Ihnen als Richtungshilfe dienen. Stellen Sie die Masseverbindungen immer auf kürzestem Wege her. Dies geschieht einfach dadurch, daß Sie an dem entsprechenden Bauteil das Massebeinchen kurz und rechtwinklig abbiegen und stumpf auf die Platine löten. Vergessen Sie nicht den Oszillatorkreis an der mit * bezeichneten Stelle durchzukontaktieren (Masseverbindung über Abschirmbecher).

Abgleich:

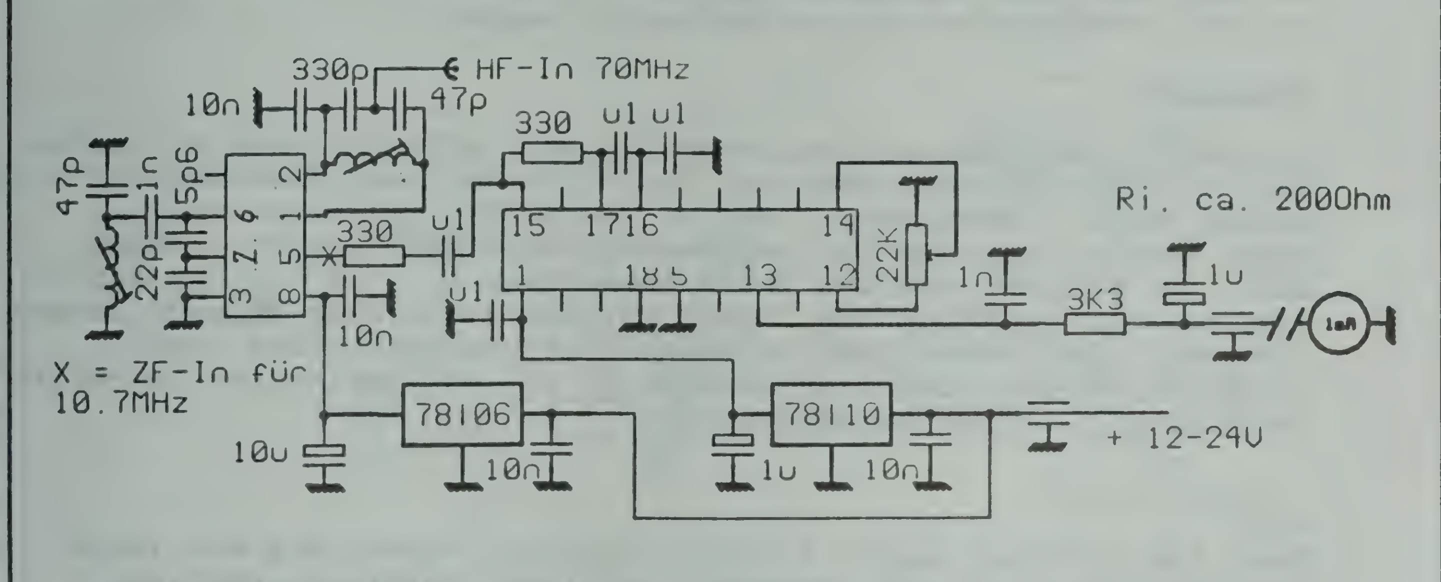
Setzen Sie den unteren Gehäusedeckel auf, und schließen Sie ein 1mA (Ri. ca. 200Ohm) Instrument an. Legen Sie nun eine Spannung von 12V an den dafür vorgesehenen Duko an. Es sollte ein Strom von ca. 25mA fließen. Gleichen Sie zunächst den Oszillatorkreis auf ca. 60MHz ab. Koppeln Sie dazu so lose wie möglich Ihren Frequenzzähler an Pin 7 an. Anschließend speisen Sie ein 70MHz Signal am Eingang ein und gleichen den Eingangskreis auf maximum am 1mA Instrument ab. Nun können Sie noch mit dem 22KOhm-Trimmer nach Ihren Vorstellungen die Einsatzschwelle einstellen. Das war schon alles. Übrigens: die Eingangsempfindlichkeit liegt bei ca. -90dBm, und der Anzeigenbereich beträgt ca. mehr als 80dB.

P.S.
Wenn Sie sich den Abgleich nicht zutrauen, können Sie uns Ihr fertig aufgebautes und grundsätzlich funktionierendes S-Meter schicken. Wir gleichen es optimal an unserem rechnergesteuerten Spektrum & Netzwerk-Analyser ab. Fragen Sie nach unseren Konditionen.

RSE-Electronic Reinhard Schuster
Karolinenstr. 71
D-4620 Castrop-Rauxel



Bei einer ZF von 10.7MHz entfällt der Eingangsmischer
Bei Verwendung einer anderen ZF als 70MHz (bis 200MHz),
muß der Eingangskreis und der Oszillatorkreis neu
berechnet werden (Thomsonsche Schwingungsformel)
Das Instrument (1mA) sollte ein Ri von ca. 200Ohm haben



	Datum	Name	
gezeichnet	08.06.1991	[illegible]	S-Meter
geprüft			
Maßstab 2 : 1	Universal S-Meter		Kl / Bl

000226

R. Schuster
DK 7 DZ

RSE-Electronic C.-R.

Kurzbeschreibung: **FMATVKD**

Der FM-ATV-Kontrolldemodulatur besteht aus einem Eigangsteiler, der die Eingangsfrequenz durch 4 teilt. Es folgt ein Quadratur-Demodulator für hohe Frequenzen (300-1000MHz), eine Deemphasis, und ein Videoverstärker, der ein FBAS-Signal mit ca. 1Vss an 75Ohm zur Verfügung stellt.

Bauanleitung:

Zuerst löten Sie den Weißblechgehäuserahmen auf einer ebenen Fläche rechtwinklig zusammen. Als nächstes bearbeiten Sie die Platine (falls nötig) mit einer kleinen Feile nach, damit sich die Platine sauber in den Rahmen einfügen läßt. Kontrollieren Sie die Bohrungen. Noch können Korrekturen an den freigeätzten Bohrungen erfolgen. Dies geschieht einfach mit einem 5mm Bohrer, den Sie ein wenig von der Bestückungsseite her an der entsprechenden Bohrung drehen, so daß die Massefläche aufgeweitet wird. Nun können Sie die BNC-Buchse, den Duko und die Teflondurchführung montieren. Es bleibt Ihnen überlassen, ob Sie die Platine erst einlöten und dann bestücken oder erst bestücken und dann einlöten. Bitte beachten Sie, daß alle Masseverbindungen (das sind die nicht freigeätzten Bohrungen) von der Bestückungsseite her vorgenommen werden. Die Massebohrungen sollen Ihnen als Richtungshilfe dienen. Stellen Sie die Masseverbindungen immer auf kürzestem Wege her. Dies geschieht einfach dadurch, daß Sie an dem entsprechenden Bauteil das Massebeinchen kurz und rechtwinklig abbiegen und stumpf auf die Platine löten. Der Eingangskondensator (Trapez 100p) wird direkt an den Stift der BNC-Buchse gelötet. Übrigens: Für 13cm braucht nur der Demodulatorkreis ausgetauscht werden.

Abgleich:

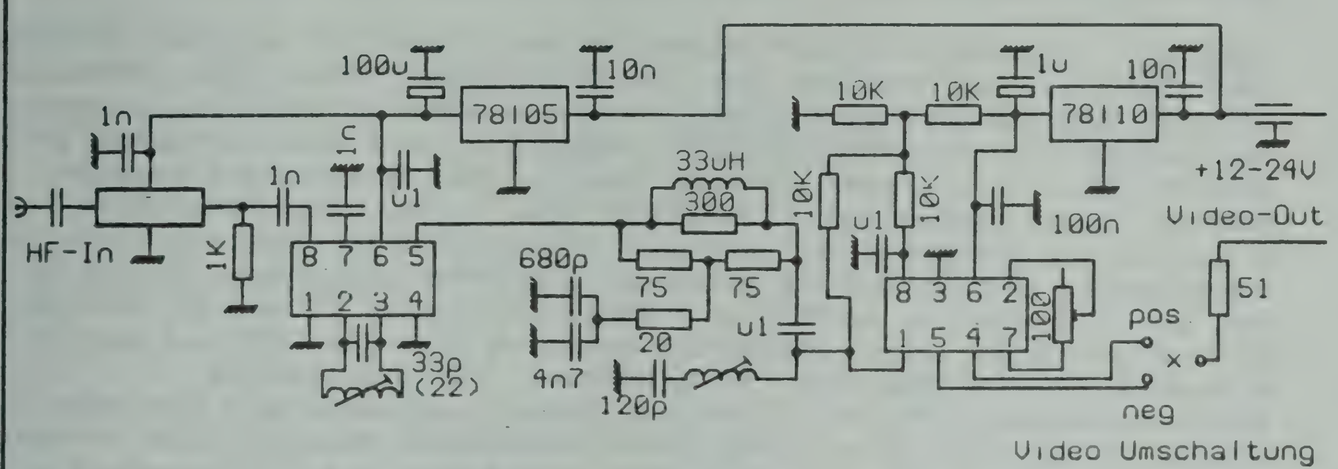
Setzen Sie den unteren Gehäusedeckel auf, und schließen Sie einen Monitor oder Oszilloscopen an. Legen Sie nun eine Spannung von 12V an den dafür vorgesehenen Duko an. Es sollte ein Strom von ca. 90mA fließen. Speisen Sie am Eingang ein Signal von ca. -20dBm ein, und gleichen Sie den Demodulatorkreis (. ( )) auf maximum bei ungestauchtem Signal ab. Mit dem 100Ohm-Trimmer können Sie jetzt das FBAS-Signal zwischen 0.3-1Vss einstellen. Nun gleichen Sie nur noch die Tonfalle ( ) auf geringstes Ton-Moire im Bild ab. Das war es auch schon.

P.S.
Wenn Sie sich den Abgleich nicht zutrauen, können Sie uns Ihren fertig aufgebauten und grundsätzlich funktionierende FMATVKD schicken. Wir gleichen ihn optimal ab. Fragen Sie nach unseren Konditionen.

RSE-Electronic Reinhard Schuster
Karolinenstr. 71
D-4620 Castrop-Rauxel

000227

Trapez-C (100p) direkt an Stift von BNC-Buchse löten.
Video-Out über Teflondurchführung.
Wahlweise Schalter oder Brücke für X-pos./neg. Umschaltung.
Die Werte in () gelten für 13cm.



5061 = blau/braun
5800 = grau/rot
(503410) = schwarz/braun/braun

	Datum	Name	
gezeichnet	14.06.1991	[signature]	FMATVKD
geprüft			
Maßstab 2 : 1	FM-ATV Kontroll-Demodulator		Kl / Bl

Zur ersten Inbetriebnahme sollten D5 und D6 noch nicht in die Sockel gesetzt werden. Die Stromaufnahme der Schaltung sollte bei 12V Eingangsspannung ca. 50mA betragen. Ist soweit alles in Ordnung, können auch die fehlenden beiden IC's bestückt werden. Die Baugruppe ist damit betriebsbereit. Die Stromaufnahme beträgt jetzt ca. 150 mA.

HF-Modul: Zuerst löten Sie den Weißblechgehäuserahmen auf einer ebenen Fläche rechtwinklig zusammen. Als nächstes bearbeiten Sie die Platine (falls nötig) mit einer kleinen Feile nach, damit sich die Platine sauber in den Rahmen einfügen läßt. Nun können Sie die Durchführungskondensatoren,Teflondurchführungen und die BNC-Buchse montieren. Es bleibt Ihnen überlassen, ob Sie die Platine erst einlöten und dann bestücken, oder erst bestücken und dann einlöten. Das PLL-IC und der Vorteiler (Vers. B) sollten nicht gesockelt werden. Der SMD-Kondensator wird von der Lötseite aus Bestückt. Alle weiteren Details können Sie dem Bestückungsplan entnehmen. Die gestrichelt gezeichneten Bauteile werden bei der Version B (1000-3000MHz) zusätzlich bestückt. Nach erfolgreichem Zusammenbau können Sie die Betriebsspannung (12V) an den dafür vorgesehenen Duko anlegen. Es sollten ca. 50mA bzw. 100mA fließen. Nun können Sie die beiden Baugruppen miteinander verbinden. Wir empfehlen, für die Regelspannungs- und Datenleitungen abgeschirmtes Kabel zu verwenden.

Abgleich: Es braucht nur der Quarz im HF-Modul auf 3.2MHz abgeglichen zu werden. Dazu koppeln Sie so lose wie möglich einen Zähler an Pin 2 oder 3 des PLL-ICs, und durch Drehen des dazugehörigen Trimmers stellen Sie die Frequenz ein. Ein anderer Weg ist es, die PLL komplett in Betrieb zunehmen (einschließlich VCO) und mittels eines Frequenzzählers, die gemessene Frequenz genau auf die an der PLL eingestellte Frequenz zu ziehen. Eventuell kann es erforderlich sein, den Oszillatortrimmer etwas nachzuregeln. Gehen Sie hier behutsam vor und sorgen Sie für ein sicheres einrasten der PLL bei wechselnden Frequenzen.

Betrieb: Koppeln Sie lose etwas HF aus Ihrem VCO auf das HF-Modul (BNC-Buchse) und ersetzen sie Ihr Abstimmpoti durch die Anschlüsse unseres Regeltransistors (<>), wie im Blockschaltbild zu sehen. Für unsere VCO's geben wir zwei Beispiele, die Sie sinngemäß auf andere VCO's übertragen können. Wie Sie aus dem Anhang ersehen können, wird über einen Widerstand (ca. 47-51 Ohm) etwas HF induktiv ausgekoppelt und mittels abgeschirmten Kabels auf den BNC-Eingang des HF-Moduls gegeben. Die Datenleitungen (C und D) von der CPU-Platine werden mit den Anschlüssen (C und D) des HF-Moduls verbunden.Die Versorgungsspannung für die CPU und des HF-Moduls sollte mindestens +9V betragen. Die ungeregelte Abstimmspannung, die auch von der Versorgungsspannung genommen werden kann, wird über einen Durchführungskondensator dem HF-Modul (Kollektorwidestand <) zugeführt. Die durch die PLL geregelte Abstimmspannung (Kollektor BC 547 >) wird, ebenfalls über einen Duko, den Kapazitätsdioden zugeleitet.Wir können an dieser Stelle keine Universallösung für alle Fälle liefern, aber mit den hier angeführten Beispielen sollten Sie in der Lage sein, Ihren VCO ebenfalls an die UNI-PLL anzubinden.Eine Sende-Empfangsumschaltung ist mittels eines Schalters, in Reihe mit einer Diode (1N4148), an den mit X4* bezeichneten Brückenplatz möglich. (In Höhe des 74LS247, Pin 9). Die Diode hat die gleiche Einbaurichtung wie bei X1* eingezeichnet.Denken Sie in diesem Fall daran, die Regelspannung und die HF-Einkopplung umschaltbar zu machen. Eine andere Möglichkeit wäre es mit zwei HF-Modulen zu arbeiten. Hierbei müssen Sie dann aber ebenfalls die Regelspannung und die Datenleitungen umschaltbar machen.

N I C H T   VERGESSEN

am 19. und 20. September 1 9 9 2

ist die 37. U K W-Tagung

in   WEINHEIM

000228

RSE-Electronic C.-R.

R. Schuster
DK 7 DZ

Kurzbeschreibung: **Universal-PLL**

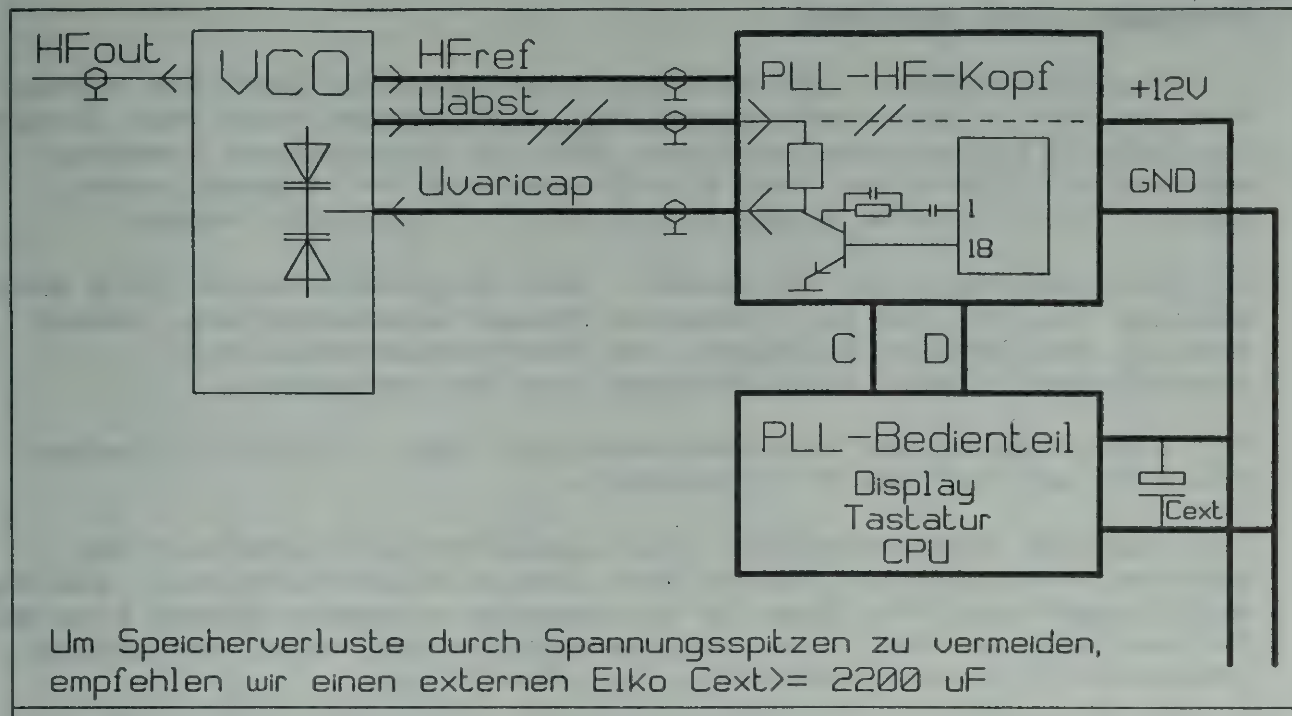
Mit einer PLL (Phase Locked Loop) ist es möglich, einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) ebenso stabil wie einen Quarzoszillator zu betreiben. Hierzu wird die Oszillator-Ausgangsfrequenz mit einer Quarzfrequenz verglichen. Die Ausgangsspannung der PLL verändert sich nun so lange, bis die beiden Frequenzen in einem festen, programmierten Verhältnis zueinander stehen. Verändert sich jetzt die VCO-Frequenz, ändert sich auch die PLL-Ausgangsspannung und zieht den VCO wieder auf die eingestellte Frequenz.

Die Uni-PLL besteht aus dem HF-Kopf und der Bedieneinheit. Im HF-Kopf befindet sich die eigentliche PLL sowie die Erzeugung der Regelspannung für den VCO.
Die Bedieneinheit enthält ein Mikroprozessor-System, eine Eingabetastatur und die Frequenzanzeige. Diese 3 Funktionsgruppen sind auf der Platine räumlich getrennt, so daß die Platine an 2 Stellen getrennt werden kann, wenn dies gewünscht wird (z.B. für einen optimalen Einbau).
Die Prozessorsteuerung ermöglicht eine komfortable Bedienung und Frequenzanzeige. Durch die Möglichkeit, eine Frequenzablage (Differenz zwischen Anzeige und tatsächlicher VCO-Ausgangsfrequenz) programmieren zu können, kann z.B. die tatsächliche Empfangs- oder Sendefrequenz angezeigt werden, obwohl der VCO um die ZF versetzt schwingt. Auch an die Möglichkeit einer Sende-Empfangsumschaltung ist gedacht worden.

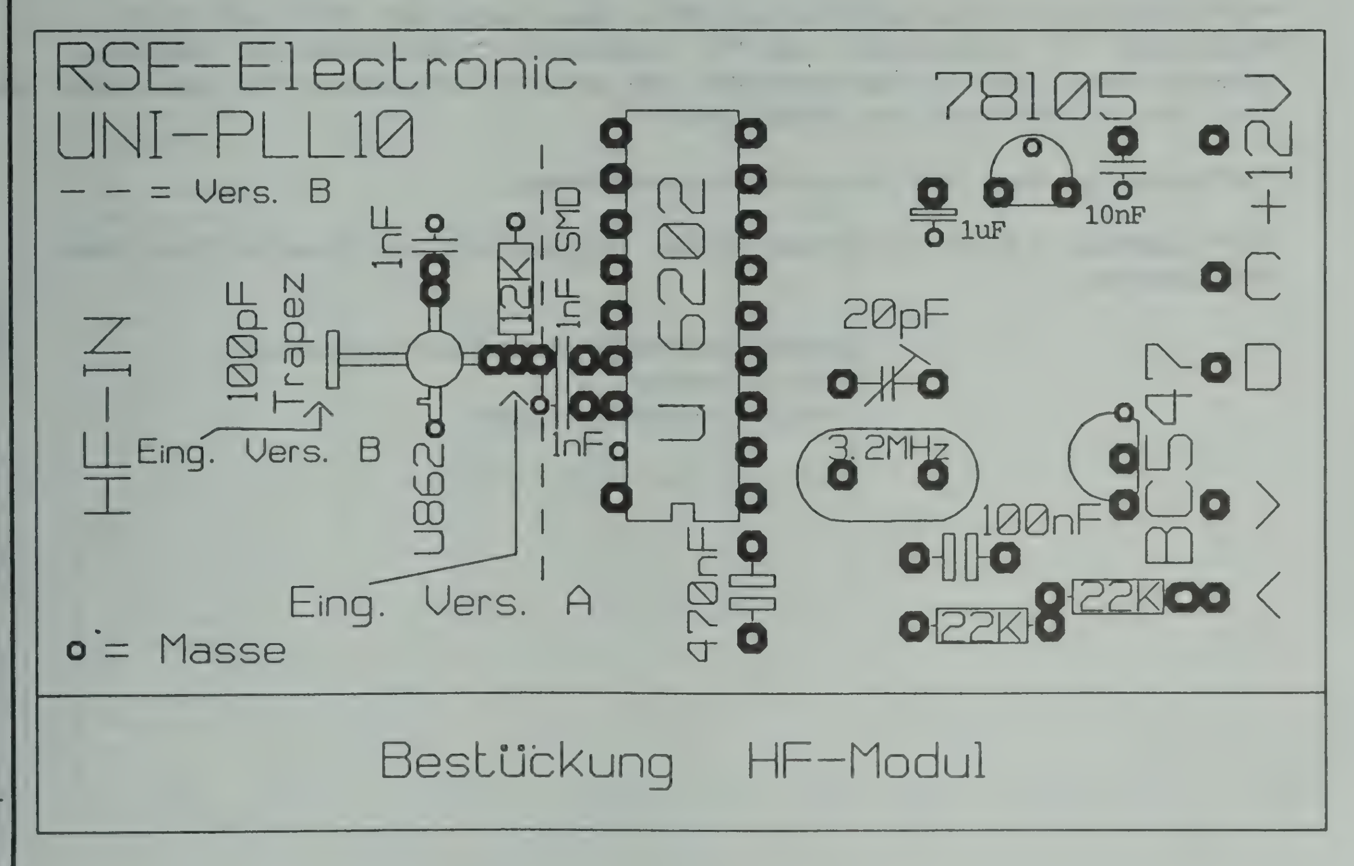
Bauanleitung:

CPU-Baugruppe: Fast alle Bauteile sind im Bestückungsplan mit Bezeichner und Wert dargestellt. Kondensatoren ohne Wertangabe haben 100 nF. Die Dioden V13..V27 sind 1N4148, die Transistoren V7..V12 BC557 (TUP).
Beachten Sie unbedingt die Orientierung bzw. **Polung der** Bauelemente (IC's, Elkos, Dioden und Widerstandsarrays; der Balken die Kathode der Dioden). Der Aufbau der CPU-Baugruppe ist unkompliziert, wenn die folgende Reihenfolge bei der Bestückung beachtet wird:

1. G2, C8, C10, C16 und C17 bestücken. Diese Bauteile liegen später unter den gesockelten ICs D5 und D6.
2. Die beiden IC-Sockel und alle Bauteile auf der Bestückungsseite bis auf R1 und R2 bestücken.
3. Die Taster und die 7-Segment-Anzeigen werden **von der Lötseite** aus eingesetzt und auf der Bestückungsseite verlötet. Beachten Sie auch bei den Anzeigen die korrekte Einbaurichtung (Dezimalpunkt zeigt zur Platinenmitte) !
4. An den Kontakten X7 ist zwischen dem mittleren und dem äußeren Lötauge eine Drahtbrücke einzusetzen ('64).
5. R1 und R2 einlöten
6. Bei der Version B (1000-3000MHz) muß zusätzlich eine Diode an Punkt X1 mit der Anode zum Display und der Kathode zum Prozessor zeigend stehend eingelötet werden.
7. Zum Schluß wird die Lithiumbatterie, mit dem Pluspol auf der Bestückungsseite, eingelötet. Setzen Sie die Batterie aber nur dann ein, wenn Sie die Baugruppe unmittelbar danach in Betrieb nehmen möchten.
8. Nach dem Bestücken kontrollieren Sie noch einmal die Platine darauf, ob alle Anschlüße hergestellt und keine Kurzschlüsse vorhanden sind.



Blockschaltbild für die Zusammenschaltung von UNI-PLL und VCO



Bestückung HF-Modul

	Datum	Name	UNI-PLL 10
gezeichnet	08.04.1991	Schuster	
geprüft			
Maßstab 2.4 : 1			Kl / Bl

000230

Programmierung der CPU:

1. Frequenzeingabe: Die Frequenz kann entweder über die Tasten "+" und "-" in den voreingestellten Abstimmschritten oder direkt über die Zifferntasten erfolgen. Hat die eingegebene Frequenz weniger als 6 Stellen, muß die Eingabe mit "+" abgeschlossen werden. Eine falsche Eingabe kann mit "-" gelöscht werden.

2. Programmierung der Parameter: Der Programmiermodus wird durch Eingabe von "0" und der Parameter-Nummer eingeschaltet. Danach erfolgt die Parametereingabe. Der Programmiermodus wird anschließend wieder durch Eingabe von "0" verlassen.

"1" Schrittweite für die Abstimmung mit den "+" und "-" Tasten. Sie wird mit "+" und "-" verändert.

"2" Positive Frequenzablage (Oszillatorfrequenz oberhalb der Anzeige). Eingabe der Ablage über über die Zifferntasten, Abschluß der Eingabe mit "+". Eine in der Anzeige stehende Ablage kann mit "-" gelöscht werden. Die Programmierung einer negativen Ablage (Funktion 3) löscht ebenfalls die alte Ablage.

"3" Negative Frequenzablage (Oszillatorfrequenz unterhalb der Anzeige). Eingabe der Ablage über die Zifferntasten, Abschluß der Eingabe mit "+". Eine in der Anzeige stehende Ablage kann mit "-" gelöscht werden. Die Programmierung einer positiven Ablage (Funktion 2) löscht ebenfalls die alte Ablage.

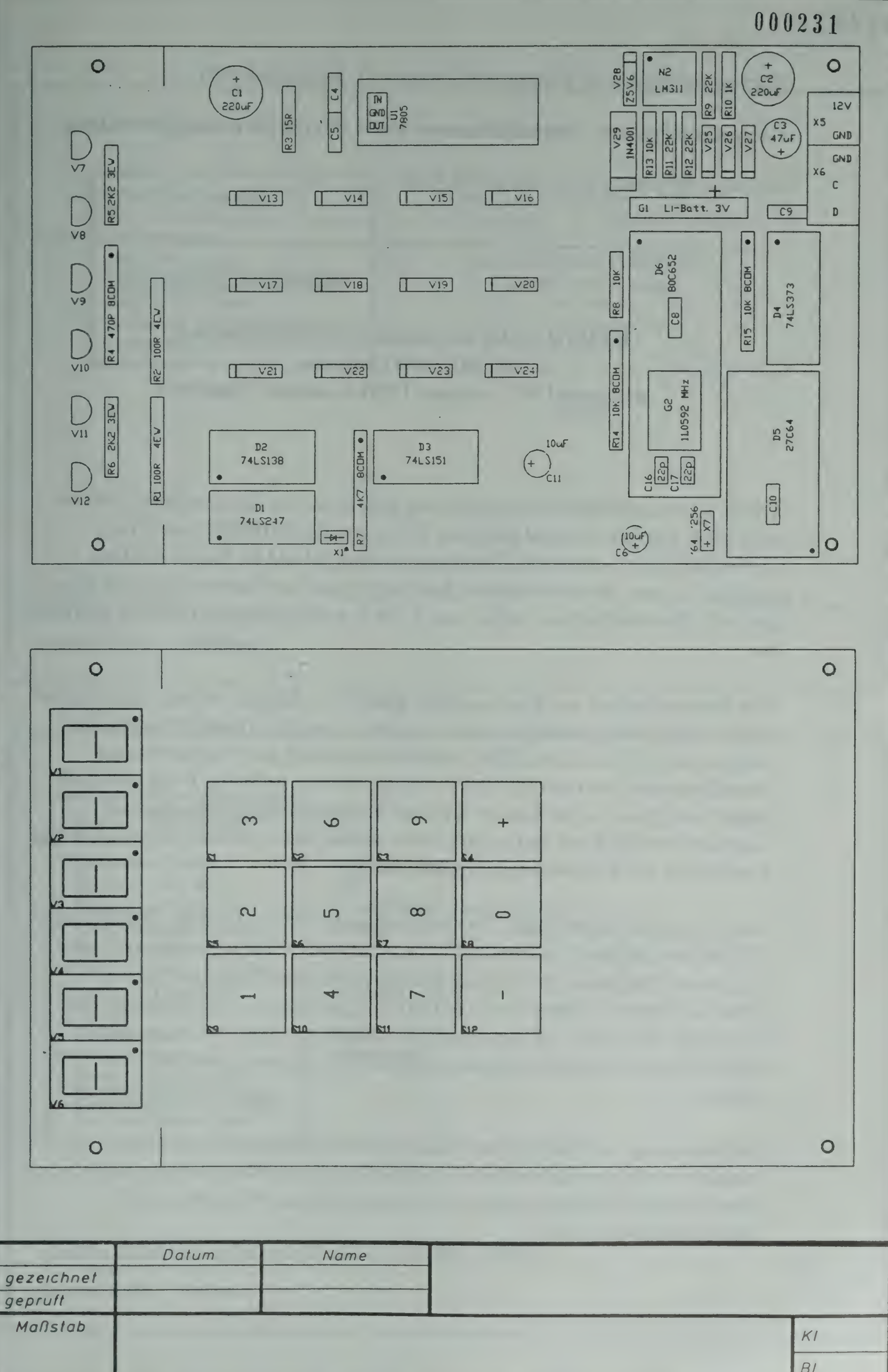
"4" Regelgeschwindigkeit der PLL. Sie kann mit "+" und "-" zwischen "1" (langsam) und "5" (schnell) umgeschaltet werden. Dieser Wert ist weitestgehend vom angeschlossenen VCO abhängig und ist durch Versuche zu ermitteln.

"8" Anzeige der Software-Versionsnummer

"9" Löschen aller programmierten Parameter und Einstellung der Grundwerte.

RSE-Electronic Reinhard Schuster
Karolinenstr. 71
D-4620 Castrop-Rauxel

000231



	Datum	Name
gezeichnet		
gepruft		

Maßstab

Kl

Bl

Vortrag auf der UKW-Tagung in Weinheim 21. September 1991

Computerprogramm (Kontestprogramm HAM III) für die Kontestabwicklung

Referent: Wolfgang A. Schwarz, DK 9 VZ

HAM III ist das umfassendste Kontestprogramm
für MS-DOS Computer,
das sowohl KW- als auch UKW-Konteste unterstützt!

Dieses leistungsfähige Kontestprogramm geht in seinen Grundzügen zurück ins Jahr 1986. Damals entstand unter der Feder von Rudi HB9BBL und Hans HB9AHD in der Schweiz das Kontestprogramm »HAM I«. Rudi und Hans gehören zu einer der bekanntesten Kontestgruppen der Schweiz, die wohl jeder deutsche Kontester schon einmal vom 2.504 m hohen Säntis in JN47QG gearbeitet hat.

Der Referent gehört zur Kontestgruppe DK0BN in Bingen und war lange auf der Suche nach einem Kontestprogramm, das nicht nur eine Doppeltenkontrolle während dem Kontest durchführt, sondern tatsächlich alle Aufgaben eines Secondoperators im Kontestbetrieb erledigt. Zudem sollte das Programm sehr schnell sein, damit es im Kontest auch auf langsamen 8088/8086-Rechnern eingesetzt werden kann und es sollte eine umfangreiche statistische und grafische Auswertung der Kontestverbindungen erlauben.

Nach Test vieler angebotener Programme kamen wir zu HAM III. DK0BN, ein Call das auch jedem Kontester in DL bekannt sein dürfte, arbeitet seit 3 Jahren mit diesem Programm. Am Anfang galt es einige Schwierigkeiten, wie die Schwellenangst der Operatoren zur EDV, zu überwinden. Nachdem wir aber feststellten, daß der 2. OP auch bei QSO-Zahlen von über 100 in der ersten Konteststunde noch mithalten kann, möchte nun niemand mehr ohne HAM III arbeiten.

Die Bedienung von HAM III ist einfach und dank Fenstertechnik sehr übersichtlich (siehe nächste Seite). In einer Parameter-Datei werden nach dem ersten Start alle Stationsangaben und die persönlichen Wünsche an die Darstellung festgehalten.

```
Application HAM III              HAM III  Version : 1.0B
                                 Copyright (C) December 1990 by
HF  Contest
HF  Utilities                    Rudolf Killmann  HB9BBL
VHF Contest                      CH - 8964 Friedlisberg
VHF Utilities
Locator and Coordinates                    Switzerland
Prog End
                                 Proprietor of this application is:

                                           DK9VZ

Owner : DK9VZ                                           253 KB free

Select with : Up/Down
```

```
V H F  Configurator

Determination              Germany DOK
Favored own DOK            K15
Path for Logfile           C:\AMATEURF\HAM-3\LOGS\
Favored own Locator        JN39UX
Default Mode for RS        SSB
Default Mode for RST       CW
Message Language           deutsch
Printer Protocol           No
Printer Port               LPT1
Printer Drive              IBMGP.DRV
Select Video Color
Save Configuration
End Configuration

030: HAM III Konfiguration gespeichert -> HAM.CFG
F1: Menu
Select with : Up/Down
```

```
05-05 13:39   DB5QZ        54  918 53  018 SSB    JO42EA   231 4HE
05-05 13:40   DC9XU        57  919 59  030 SSB    JO32PH   262 4HE
05-05 13:42   PA0RBL       57  920 55  019 SSB    JO32BL   302 4HE
05-05 13:45   DF4ZR        59  921 59  005 SSB    JN49KW    78 4HE
05-05 13:52   DK1KC/P      51  922 52  037 SSB    JN58QH   320 4HE
05-05 13:53   DL9MCD       52  923 52  011 SSB    JN57DM   329 4HE
05-05 13:55   DG4SCB       59  924 57  003 SSB    JN48GS   145 4HE
05-05 13:56   DF1IK        56  925 59  051 SSB    JN48EX   119 4HE
05-05 13:57   DD2FA        59  926 59  012 SSB    JN49KU    79 4HE
05-05 13:58   DL2IAJ       59  927 59  045 SSB    JN49DN    59 4HE
05-05 13:59   DK0AK        57  928 58  001 SSB    JO30NQ    92 4HE

 1991   Entry Log Data        DK0BN/P               K15       JN39UX

 Date : 15-08-91      Call : ____________    DOK     : ______    OpRef : 9UZ
 Time : 12:54:12      Sent : ___ 929         Mode    :
 Band :  144 MHz      Rcvd : _______         Remark  :
                      Locator : ______       Azim :    ° E    Dist :        Km

Owner : DK9UZ                                                    105 KB free
F1: Menu         F2: Clear                        F4: Undo QSO    F5: Select Mode
F6: Select Band  F7: Operator     F8: Remark      F9: Search Loc  F10:QSO Ok.
```

Entscheidet man sich für einen Kurzwellenkontest, sind alle Kurzwellenbänder automatisch eröffnet. Unabhängig vom gewählten Band, werden die erfassten QSOs fortlaufend numeriert. Bei der Auswahl »UKW-Kontest« werden die Logs pro Band einzeln geöffnet und die Numerierung der QSOs erfolgt getrennt nach Bändern. Die Distanz- und Azimuth-Berechnung wird aktiviert. Ein wichtiges Merkmal dieses Kontestprogrammes ist ein **einziges** Eingabefeld für alle Kontestdaten. Die in beliebiger Reihenfolge eingegebenen Daten werden automatisch erkannt und den entsprechenden Logeinträgen zugeordnet. Selbstverständlich wird immer überprüft, ob die Eingabe überhaupt richtig sein kann. Durch diese schnelle Arbeitsweise ist die laufende Erfassung während dem Kontest auch in Spitzenzeiten gewährleistet.

```
05-05 03:17   HG6KQD/P     559 611 559 190 CW   JN97WV   912 5PD
05-05 03:31   4N2Y         559 614 599 250 CW   JN8500   855 5PD
05-05 03:43   HG5FMV       559 618 559 198 CW   JN97KR   849 5PD
05-05 03:34   HG7B/P       559 615 559 300 CW   JN97KW   841 5PD
05-05 03:25   YU2CDD       559 612 599 230 CW   JN85LW   817 5PD
05-05 02:07   SP9EWU       579 598 569 015 CW   JO90NH   809 5PD
04-05 15:19   OZ/DF8AE/P   529 111 51  016 CW   JO47LD   802 8PD
05-05 04:02   OK3RMW/P     599 621 579 275 CW   JN98EG   793 5PD
05-05 03:28   HG2KNP/P     559 613 599 211 CW   JN87WM   788 5PD
05-05 04:16   HG1Z         579 624 599 262 CW   JN86KU   755 5PD

 TOP - TEN QSO                     144 MHz

 04-May-1991   13:45     DK0BN/P       DOK : K15     JN39VX
 Claimed score :  244878     Valid QSOs :  928     Average :   264

Owner : DK9VZ                                              63 KB free
F1: Menu
```

Auswertungen in großer Auswahl geben klare Auskunft über den aktuellen Punktestand, den derzeitigen Durchschnitt oder grafisch, welche Richtungen bisher vernachlässigt wurden, also wo es sich lohnt die Antenne noch einmal hinzudrehen. Mit diesen und vielen weiteren Daten fällt es leicht, die aktuelle Lage im Kontest zu analysieren und auf einen Blick, die richtigen Entscheidungen für eine erfolgreiche Kontestteilnahme zu treffen.

Außerdem ermöglicht die in HAM III integrierte Datenbank Abfragen von QSO-Daten vergangener Konteste (!!!). Damit können die empfangenen QSO-Daten gleich bei der Eingabe auf ihre Richtigkeit und Konsistenz überprüft werden.

DISTANCE ACCORDING TO DIRECTION

Log from 04-May-1991 on 144 MHz DK0BN/P in JN39VX

Kilometers

14000 13000 12000 11000 10000 9000 8000 7000 6000 5000 4000 3000 2000 1000 0

180 195 210 225 240 255 270 285 300 315 330 345 0 15 30 45 60 75 90 105 120 135 150 165 180 Deg

04-May-1991 144 MHz DK0BN/P JN39VX

DISTANCE ACCORDING TO TIME

Log from 04-May-1991 on 144 MHz DK0BN/P in JN39VX

Kilometers
22000
20000
18000
16000
14000
12000
10000
8000
6000
4000
2000
0
14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14
Hour

NUMBER OF QSO ACCORDING TO TIME

Log from 04-May-1991 on 144 MHz DK0BN/P in JN39VX

QSO
88
80
72
64
56
48
40
32
24
16
8
0
14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14
Hour

```
Country ¦ Prefix
DL      694 | YU      7 |
F        31
G        12
HA        6
HB9      23
I        15
LX        5
OE       18
OK       44
ON       28
OZ        5
PA       45
SP        2

Worked EU & DX Countries      144 MHz

04-May-1991   13:45     DK0BN/P        DOK : K15      JN39UX
Number of Countries :   14

Owner : DK9UZ                                              32 KB free
F1: Menu
```

Nach Abschluß des Kontestes ist die Auswertung ein Vergnügen. Durch einfachen Tastendruck lassen sich die Logblätter, Grafiken oder QSL-Aufkleber drucken. Über eine Standard-Schnittstelle (SDF oder ASCII) können alle Daten in Logbuchprogramme oder in eigene Auswertungen übernommen werden.

```
IO69 IO79 IO89 IO99 JO09 JO19 JO29 JO39 JO49 JO59 JO69 JO79 JO89 JO99 KO09 KO19
IO68 IO78 IO88 IO98 JO08 JO18 JO28 JO38 JO48 JO58 JO68 JO78 JO88 JO98 KO08 KO18
IO67 IO77 IO87 IO97 JO07 JO17 JO27 JO37 JO47 JO57 JO67 JO77 JO87 JO97 KO07 KO17
IO66 IO76 IO86 IO96 JO06 JO16 JO26 JO36 JO46 JO56 JO66 JO76 JO86 JO96 KO06 KO16
IO65 IO75 IO85 IO95 JO05 JO15 JO25 JO35 JO45 JO55 JO65 JO75 JO85 JO95 KO05 KO15
IO64 IO74 IO84 IO94 JO04 JO14 JO24 JO34 JO44 JO54 JO64 JO74 JO84 JO94 KO04 KO14
IO63 IO73 IO83 IO93 JO03 JO13 JO23 JO33 JO43 JO53 JO63 JO73 JO83 JO93 KO03 KO13
IO62 IO72 IO82 IO92 JO02 JO12 JO22 JO32 JO42 JO52 JO62 JO72 JO82 JO92 KO02 KO12
IO61 IO71 IO81 IO91 JO01 JO11 JO21 JO31 JO41 JO51 JO61 JO71 JO81 JO91 KO01 KO11
IO60 IO70 IO80 IO90 JO00 JO10 JO20 JO30 JO40 JO50 JO60 JO70 JO80 JO90 KO00 KO10
IN69 IN79 IN89 IN99 JN09 JN19 JN29 JN39 JN49 JN59 JN69 JN79 JN89 JN99 KN09 KN19
IN68 IN78 IN88 IN98 JN08 JN18 JN28 JN38 JN48 JN58 JN68 JN78 JN88 JN98 KN08 KN18
IN67 IN77 IN87 IN97 JN07 JN17 JN27 JN37 JN47 JN57 JN67 JN77 JN87 JN97 KN07 KN17
IN66 IN76 IN86 IN96 JN06 JN16 JN26 JN36 JN46 JN56 JN66 JN76 JN86 JN96 KN06 KN16
IN65 IN75 IN85 IN95 JN05 JN15 JN25 JN35 JN45 JN55 JN65 JN75 JN85 JN95 KN05 KN15
IN64 IN74 IN84 IN94 JN04 JN14 JN24 JN34 JN44 JN54 JN64 JN74 JN84 JN94 KN04 KN14
IN63 IN73 IN83 IN93 JN03 JN13 JN23 JN33 JN43 JN53 JN63 JN73 JN83 JN93 KN03 KN13
IN62 IN72 IN82 IN92 JN02 JN12 JN22 JN32 JN42 JN52 JN62 JN72 JN82 JN92 KN02 KN12
IN61 IN71 IN81 IN91 JN01 JN11 JN21 JN31 JN41 JN51 JN61 JN71 JN81 JN91 KN01 KN11
IN60 IN70 IN80 IN90 JN00 JN10 JN20 JN30 JN40 JN50 JN60 JN70 JN80 JN90 KN00 KN10
IM69 IM79 IM89 IM99 JM09 JM19 JM29 JM39 JM49 JM59 JM69 JM79 JM89 JM99 KM09 KM19
Squares :   75 |  Out of Grid : 0
Owner : DK9VZ                                                     32 KB free
F1: Menu
```

Das in MODULA-2 geschriebene Kontestprogramm HAM III garantiert höchsten Bedienungskomfort und Betriebssicherheit zu einem mehr als fairen OM-Preis. Von Schreibarbeiten entlastet macht eine Teilnahme am Kontest noch mehr Spaß.

Nähere Auskünfte und Vertrieb über:

Hans Wehrli HB9AHD
Taggenbergstraße 55a
CH-8408 Winterthur

Auskünfte zum Programm (jedoch kein Verkauf)

Wolfgang A. Schwarz DK9VZ
Bruchgasse 10
W-6101 Messel

HORIZONTAL POLARISIERTE RUNDSTRAHL-ANTENNEN (VHF-UHF-SHF)

Günter Schwarzbeck, DL1BU

(Fortsetzung und Schluß des Beitrags der UKW-Tagung 1990 über vertikal und horizontal polarisierte Rundstrahlantennen)

Je höher die Frequenzen im VHF-UHF-SHF-Bereich liegen, desto größer wird die Felddämpfung. Zwischen Halbwellendipolen beträgt sie

$$a_d = 20 \lg D + 20 \lg f + 28{,}15 \ (-R) \qquad [\,dB\,]$$

D = Entfernung in km
f = Frequenz in MHz
(R = Reflexionsbeitrag)

(Bei Richtantennen wird deren Gewinn in dBd an beiden Enden abgezogen).

Der Sprung vom 2-m-Band auf das 70-cm-Band bringt wegen der Verdreifachung der Frequenz 10 dB größere Felddämpfung, das gleiche gilt für den nächsten "Sprung" ins 23-cm-Band mit weiteren 10 dB.

Zum Teil läßt sich dies ausgleichen durch Antennen mit größeren Boomlängen, größeren Flächen oder (bei Gruppen mit Yagi-Antennen) durch größere "Antennen-Volumina".

Dabei wird jedoch mit dem wachsenden Gewinn dieser größeren Antennenanordnungen der Öffnungswinkel kleiner. Ein "cq-Ruf" überdeckt also immer kleinere Azimut-Winkelbereiche, es werden weniger potentielle Gegenstationen erreicht und eine "Bandbelegungs-kontrolle" zeigt - oberflächlich betrachtet - immer weniger Bandnutzung.

Mehrfach gestockte "5/8-Lambda-Antennen" besorgen für die vertikale Polarisation, was hier dringend gebraucht wird: die Abstrahlung einer flachen "Scheibe" in alle Richtungen. Der Antennengewinn wird also aus der Vermeidung steiler Strahlung und der Konzentration auf den Horizont geholt.

Für die horizontale Polarisation gilt die gleiche Forderung: Wenn ein rundgestrahlter cq-Ruf mit einer mehrfach gestockten Kleeblatt- oder Quadrant-Antenne mit z.B. 8 dBd Gewinn gerade noch zu einer Verbindung aus beliebigen Richtungen führt, kann das Umschalten auf eine Langyagi-Antenne oder eine Yagi-Gruppe mit 14 dBd Gewinn eine sichere Weiterführung eines QSO's mit einem Plus von einer S-Stufe führen. Der entsprechende cq-Ruf mit der Yagi-Antenne hätte Weitverbindungen nur in einem Sektor von z.B. 30° herstellen können.

Eine horizontal polarisierte Rundstrahlantenne entsteht, wenn zwei Dipole, die sich mit 90° in einer horizontalen Ebene kreuzen, auch elektrisch mit einer Phasendifferenz von 90° betrieben werden. Der von der Kreuz-Yagiantenne bekannte Kreuzdipol, für sich allein horizontal montiert, empfängt oder sendet nach oben eine zirkular polarisierte Welle, in die Richtungen der Montageebene, also an den Horizont, eine horizontal polarisierte Welle. (Abb. A 1).

Wirksamer und einfacher aufzubauen ist eine "Quadrant-Antenne", wie sie z.B. beim KW-Rundfunk für Rundum-Steilstrahlung eingesetzt wird (Deutsche Welle, Wertachtal, Europa-Frequenz 6075 kHz). Zwei Halbwellenstrahler werden unter 90° Winkel angebracht und mit einer Lecherleitung hochohmig gespeist. Mehrere übereinander angeordnete Ebenen erhöhen die Flachstrahlung auf Kosten der (bei UKW meist nicht benötigten) Steilstrahlung (Abb.A 2). Aufbauhinweise und Meßwerte folgen in cq-DL.

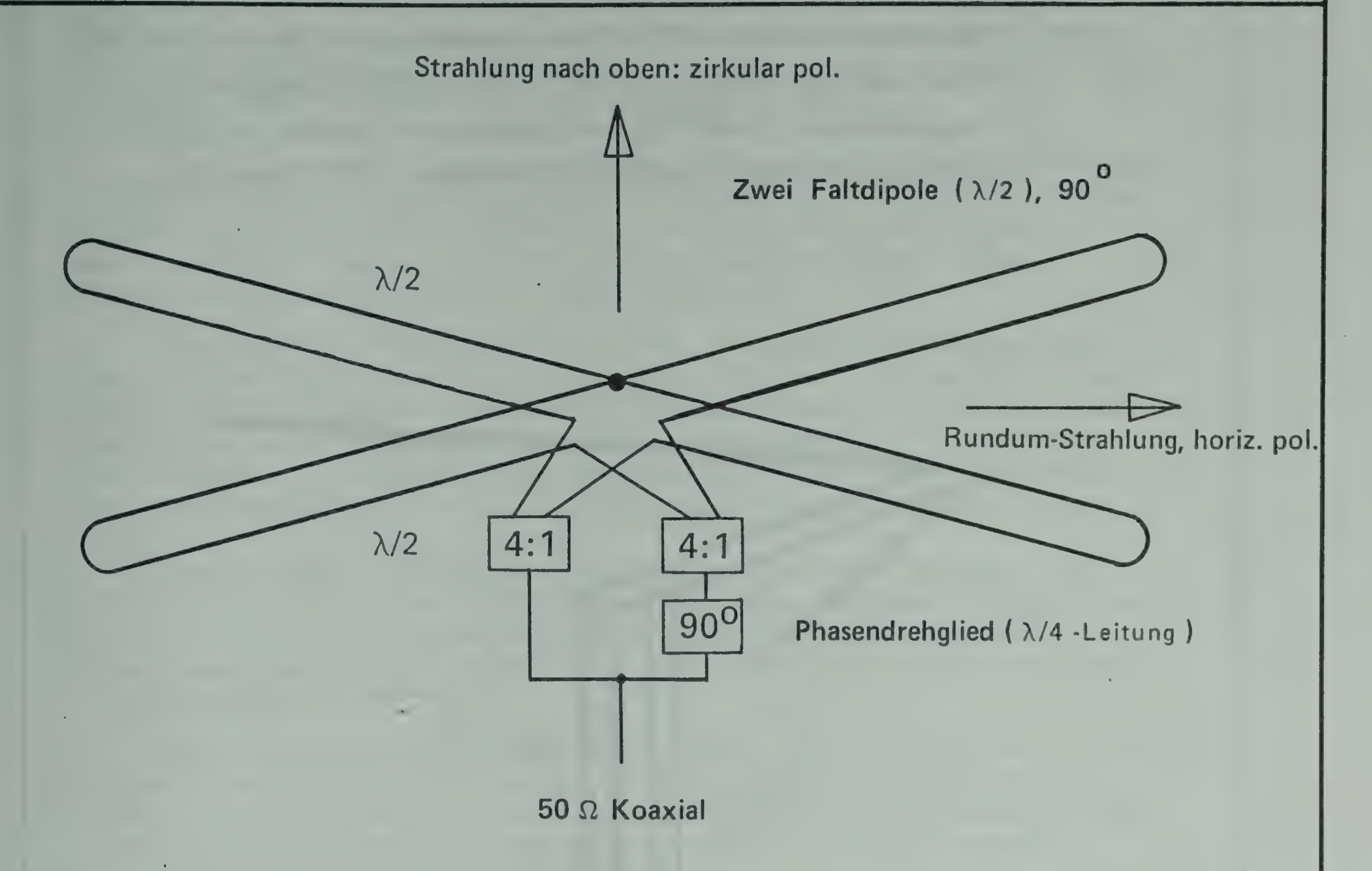
DL1BU, '91

000241

Horizontaler Kreuzdipol

Linear polarisierter Rundstrahler

Zirkular polarisierte Strahlung nach oben



* Mehrere Falt-Kreuzdipole gestockt (λ/2 bis 5/8 λ) verstärken die Rundumstrahlung zum Horizont und schwächen die zirkul.pol.Steilstrahlung
* Mittelpunkte der Faltdipolschleifen haben Null-Potential; sie können metallisch (nicht-isoliert) befestigt werden. Winkel zwischen Dipolen: 90°.
* Speise-Impedanz der einzelnen Faltdipole: ca. 300 Ω. Abwärtstransformation 4 : 1 auf 75 Ω durch Umwegleitung, Länge 0,5 λ · Verkürz.-Fkt. (übliches Koaxialkabel V = 0,66).
* Beide 75 Ω Koaxialkabel von den 4 : 1 - Umwegleitungs-Baluns werden parallelgeschaltet; dabei ist eine dieser Leitungen um λ/4 mal 0,66 l ä n g e r (für die Drehung der Phase um 90°).
* Am Punkt der Parallelschaltung entsteht eine Speise-Impedanz von 37,5 Ω
* Ein 50-Ohm-Kabel von λ/4 × 0,66 Länge transformiert auf 70 Ω für die Weiterleitung mit Fernsehkabel. Soll auf ca. 50 Ohm transformiert werden, kommt die Parallelschaltung je eines λ/4 × 0,66 - Kabels von 75 Ω (Fernsehen) und von 93 Ω (Computertechnik) in Betracht (Z = 42 Ω).

Abb. A 1

DL1BU, 1991

000242

Quadrant-Antenne

Horizontal polarisierter Rundstrahler

Strahlerschenkel: 0,5 λ (je zweimal in jeder Ebene), ∢ 90°
Speiseleitung: zweimal 0,25 λ = 0,5 λ Stockungsabstand
Impedanzen: 2x 400 Ω am Speisepunkt parallel = 200 Ω
symmetrisch 200 Ω auf 50 Ω unsymm.: λ/2-Umweg-Ltg.

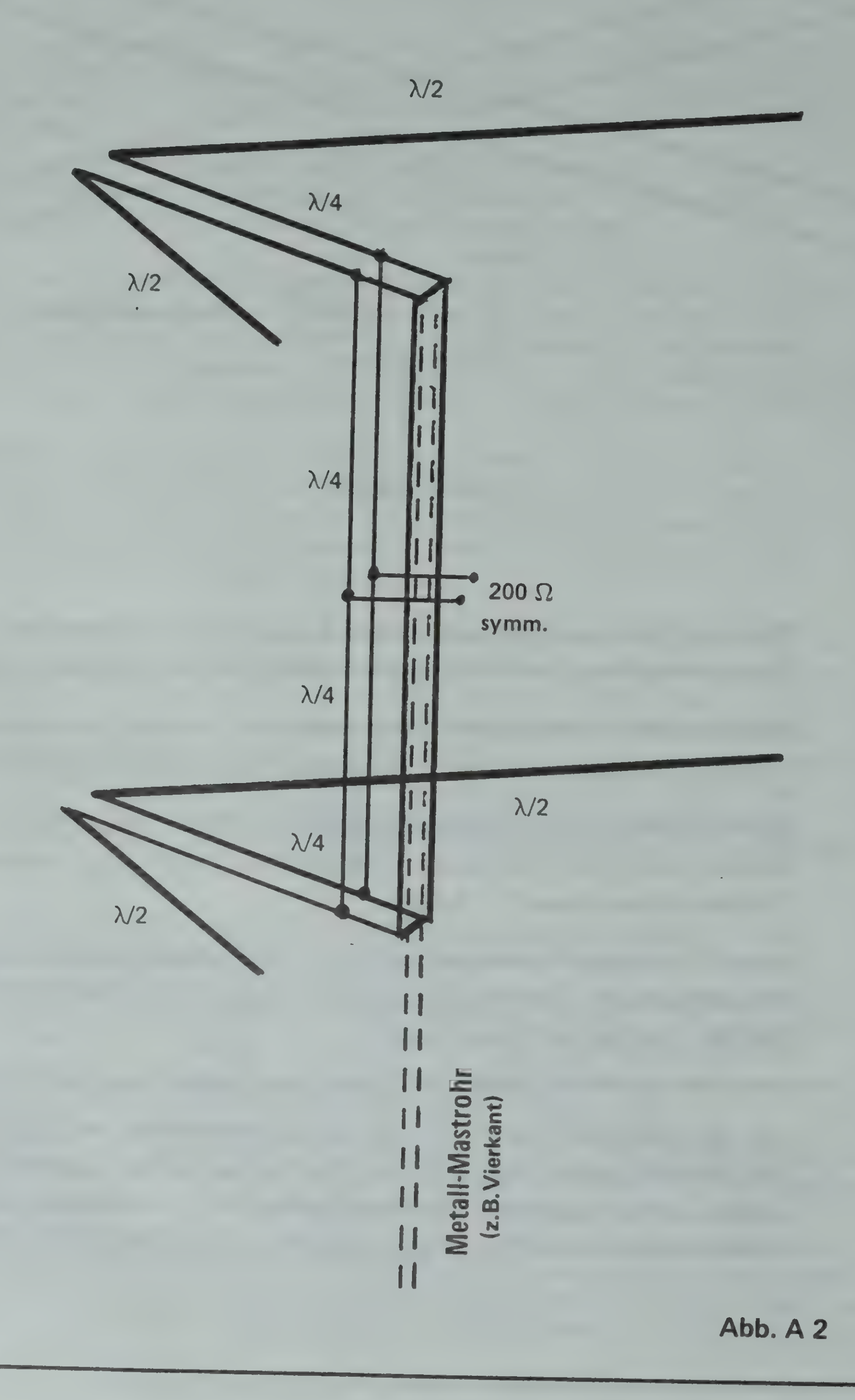


Abb. A 2

FELDSTÄRKE-MESSUNG im VHF-UHF-SHF-BEREICH, speziell im Hinblick auf den „Sonderkanal S 6" der Fernseh-Breitbandkabelnetze (G.Schwarzbeck,DL1BU)

Im Amateurfunk wird tausendmal am Tag die "Falschmeldung" ausgestreut, die "Feldstärke" der Partnerstation betrage - z.B. - S 9. Hier soll nicht das Drama der falschen S-Meter-Anzeigen beschworen werden; diese kann man heute mit alten Qualitäts-Meßsendern vom Flohmarkt kalibrieren. Es geht um die unrichtige Aussage über die "Feldstärkeanzeige" generell.

Ein Empfänger-S-Meter kann nämlich nur die Eingangs-HF-Spannung am 50-Ohm-Koaxialeingang in S-Stufen (S 9 entspricht in den UKW-Bereichen 5 µV) oder in dB über 1 µV anzeigen. Jede weitere S-Stufe bedeutet 6 dB Zunahme oder Abnahme dieser Antennenspannung, also den Spannungsfaktor 2.

Gelegentlich wird auch der in dB ausgedrückte Quotient der empfangenen Signalspannung zum "Rauschsockel" angegeben; dann geht die Empfängerbandbreite ein. In der modernen UHF-Technik wird einer Leistungsangabe der Vorzug gegeben: - 107 dB "über ein Milliwatt an 50 Ohm" (hier also 107 dB unter 1 mW) entspricht der HF-Spannung von 1 µV. Die Tabelle F 1 gibt nähere Auskunft.

Eine direkte Anzeige der Feldstärke kann das S-Meter nicht leisten, da ja eine Gewinn-Antenne mehr oder weniger HF-Spannung aus einer in ihrer Umgebung herrschenden Feldstärke macht. Zu einer Aussage über die Feldstärke muß daher ein "Antennenfaktor" herangezogen werden (K).

Für Angaben im dB-Maß wird er auch "Antennen-Wandlungsmaß" k genannt und in dB(1/m) ausgedrückt. Diesen im Alltag salopp wieder "Antennenfaktor" genannten Zuschlag zur Empfänger-S-Meter-anzeige in dB über 1 µV muß man für die in Frage kommenden Antennen und Frequenzen kennen.

Die Angabe einer physikalisch korrekten F E L D S T Ä R K E kann von großer Bedeutung sein bei der Beschreibung von Störstrahlungen aus Kabelnetzen, speziell beim „Sonderkanal S 6", der den Amateurfunk im 2-m-Band beeinträchtigt. Gleiches gilt für TVI-BCI und andere Fälle von Oberwellenstörung oder funkstörender Beeinflussung. Die Zeit wird auch nicht mehr fern sein für die Abwehr unberechtigter Beschuldigungen im Bereich Elektromagnetischer Verträglichkeit (EMV, EMC) und ggf. auch Personenschutz-Fragen im Hinblick auf elektrische bzw. magnetische Feldstärken oder Leistungsdichten.

Grobe Abschätzungen oder Angaben "S-Meter-Anschlag" oder "S 9 plus Möbelwagen" ... helfen dann nicht mehr weiter.

Speziell die S6-Problematik erfordert die Messung kleiner Feldstärken im 2-m-Band. Hierfür kommen speziell "2-m-Fuchsjagdempfänger" mit einer nachträglichen Kalibrierung in dBµV in Betracht. Sie sind leicht, handlich und meist mit einer definierten Antenne (z.B. HB9CV) ausgestattet. Beim DARC-Wettbewerb für ARDF-Empfänger hatte sich von 3 Geräten, die eingereicht wurden, das in der cq-DL 8/91 ab Seite 485 beschriebene 2-m-Peilgerät (DL3BBX) bewährt, dessen HF-Grobregler und dessen S-Meter in dBµV kalibriert werden kann.

Ferner eignen sich SSB-CW-Empfänger, deren S-Meter mit einem

000244

Die nachfolgende Tabelle zeigt in der 1.Spalte die HF-Spannung an 50 Ω in µV oder mV. In der 2.Spalte ist die S-Meter-Sollanzeige für den KW-Bereich, in der 4.Spalte für VHF/UHF Bereiche abzulesen. Die mittlere Spalte zeigt die HF-Leistung in dB über 1 mW an 50 Ω, die letzte Spalte „dB über 1 µV an 50Ω".

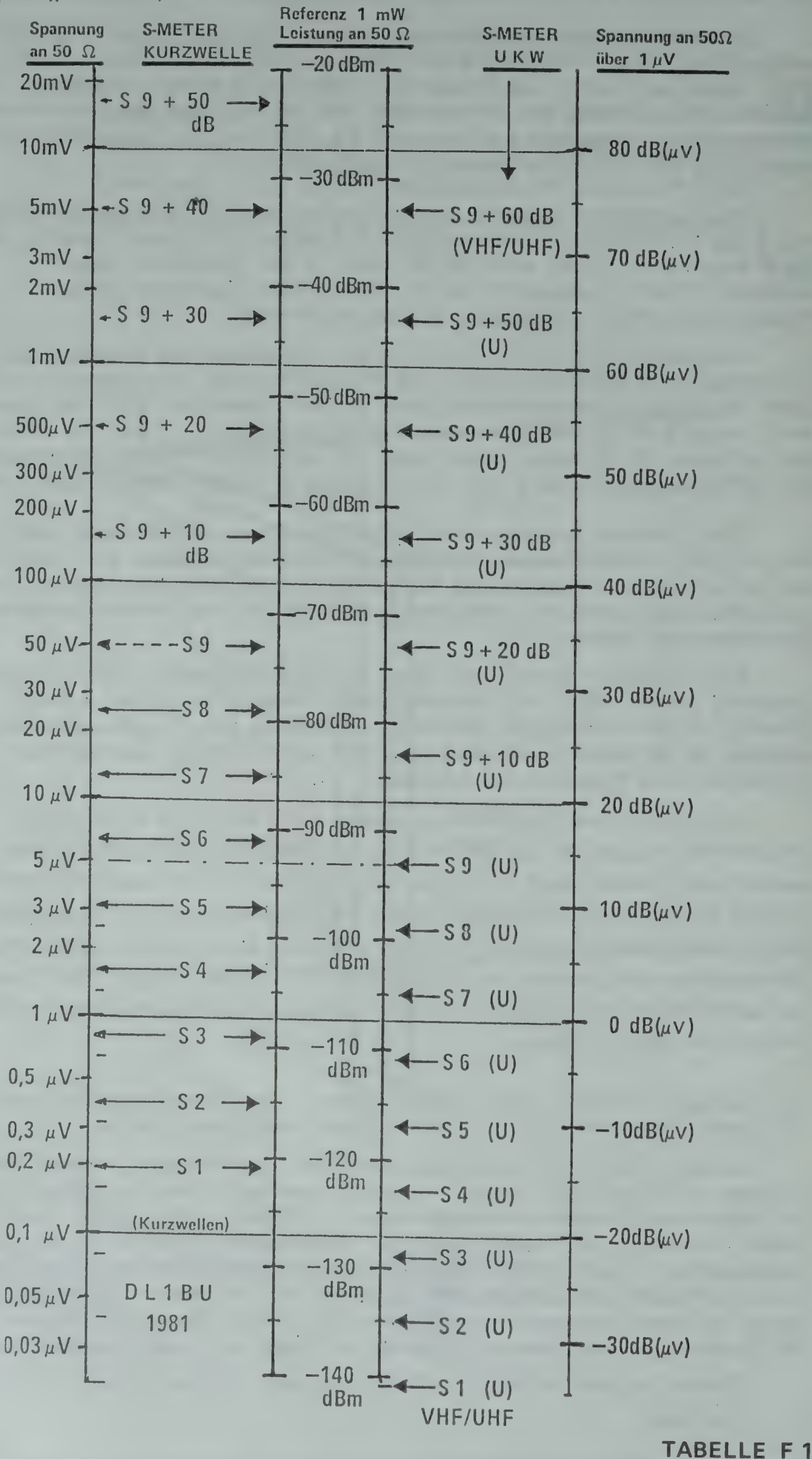


TABELLE F 1

pegelgenauen Signalgenerator zu "eichen" ist. Wenn der Meßsender in "dBm" kalibriert ist, gilt der Pegel -107 dBm als 1 µV, -127 dBm als 0,1 µV. Die entsprechenden dBµV-Werte sind 0 dBµV und -20 dBµV. Weitere Werte sind der Tabelle 1 zu entnehmen.

Leider eignen sich S-Meter von FM-Empfängern und die Mehrzahl der S-Meter in Universalempfängern in der Betriebsart "FM" n i c h t für eine Kalibrierung; sie haben oft nur einen stark verkürzten und gedehnten Bereich. Allenfalls mit vor den Empfängereingang geschalteten Eichteilernwäre eine Kalibrierung möglich.

In der Abb. F 2 mit Tabelle 2 ist die Errechnung des Antennenfaktors gezeigt. Eine Betrachtungsweise geht von einem leerlaufenden Dipol aus (hochohmiger Abschluß). Das Verhältnis von Feldstärke (z.B. in Volt pro Meter) zur Leerlaufspannung (V) ist die Zahl "Pi" geteilt durch Wellenlänge (m). Der dekadische Logarithmus dieses Verhältnisses mal 20 ergibt die praktische Rechenweise mit Dezi-Bel (Formel 1).

Bei einem mit seinem Strahlungswiderstand von 73 Ohm belasteten Halbwellendipol geht die Spannung auf die Hälfte zurück, daher erscheint der Faktor 2 im Zähler. Der zweite Term berücksichtigt die Anpaßtransformation von 73 Ohm auf den Empfänger-Eingangswiderstand von 50 Ohm. Der Antennenfaktor wird um 1,64 dB größer.

Über eine andere, hier nicht zu erörternde Betrachtungsweise kann der Antennenfaktor auch aus dem Isotropgewinn und der Wellenlänge errechnet werden (Formel 2).

Für die oft gebrauchte HB9CV mit 4 dBd gemessenem Gewinn wird für den Isotropgewinn der Formel (2) $g_i = g_d + 2{,}15$ dB= 6,15dBi eingesetzt. Als Antennenfaktor ergibt sich 7,3 dB (1/m).
Eine 3-Element-Yagiantenne mit 6 dBd Gewinn in der Hauptstrahlrichtung hat den Antennenfaktor für 145 MHz (entsprechend 2,07 m Wellenlänge) 5,3 dB(1/m), wie aus Zeile (4) zu ersehen.
Eine mittelgroße Yagiantenne für 145 MHz mit 10 dBd hat ein Antennenwandlungsmaß von 1,3 dB, ein verlustfreier Halbwellendipol 11,3 dB (Zeilen (5) und (6)).

Die Rezeptur ist einfach: Auf dem kalibrierten S-Meter wird die Empfangsspannung in dBµV abgelesen. Der Antennenfaktor in dB(1/m) wird hinzugezählt (ggf. auch die Dämpfung eines dazwischenliegenden Koaxialkabels). Das Ergebnis ist die gesuchte Feldstärke in dBµV/m.

Große Feldstärken (in der Nähe von Sendeantennen) mißt man mit einem Dioden-HF-Voltmeter mit einem Durchgangskopf, der am Ausgang mit einem 50-Ohm-Abschluß versehen wird. Eine HF-Spannung von 1 V entspricht 120 dBµV, dazu den Antennenfaktor einer 2-m-HB9CV von 7,3 dB(1/m) ergibt eine Feldstärke von 127,3 dBµV/m.

In der Meßpraxis wird man mit zahlreichen Reflexionen zu tun haben, die je nach Position stark differierende Meßwerte ergeben. Selbst auf einer freien Fläche verfälschen Reflexionen vom Körper und vom Erdboden die Meßwerte. Aus diesem Grund sind Richtantennen dem Dipol vorzuziehen.

Das Richtdiagramm der hier wohl meistbenutzten 2-Element-Richtantenne mit Speisung beider Elemente und 1/8 Lambda Elementabstand und 135° Phasendrehung - schlicht "HB9CV-Antenne"- ist in Abb.F 3 zu sehen. Der Gewinn von 4 dBd gilt bei gutem Abgleich auf maximals Vor-Rück-Verhältnis und gute Anpassung.

Antennenfaktor (Wandlungsmaß) zur Ermittlung der Feldstärke aus der Antennenspannung an 50 Ω

Halbwellen-Dipol (verlustfrei)

Antennenfaktor (Wandlungsmaß):

(1) $$k = 20 \lg \frac{2\pi}{\lambda} + 20 \lg \sqrt{73/50} \quad [\, dB \frac{1}{m} \,]$$

Allgemein, errechnet aus Isotrop-Gewinn:

(2) $$k = (20 \lg \frac{9{,}73}{\lambda}) - g_i \qquad [\, dB \frac{1}{m} \,]$$

λ Wellenlänge [m]

g_i Isotropgewinn in Hauptstrahlrichtg. [dBi]

HB 9 CV - Antenne mit 4 dBd = 6,15 dBi : (145 MHz):

(3) $$k = (20 \lg \frac{9{,}73}{\lambda}) - 6{,}15 \text{ dBi} = 7{,}29 \text{ dB} \frac{1}{m}$$ (145 MHz)

Drei-Element-Yagi-Antenne mit 6 dBd = 8,15 dBi:

(4) k = 5,29 dB (m^{-1}) bei 145 MHz

Mittelgroße Yagiantenne mit 10 dBd = 12,15 dBi:

(5) k = 1,3 dB (m^{-1}) bei 145 MHz

(6) Halbwellen-Dipol (0 dBd = 2,15 dBi) : k = 11,3 dB(m^{-1})

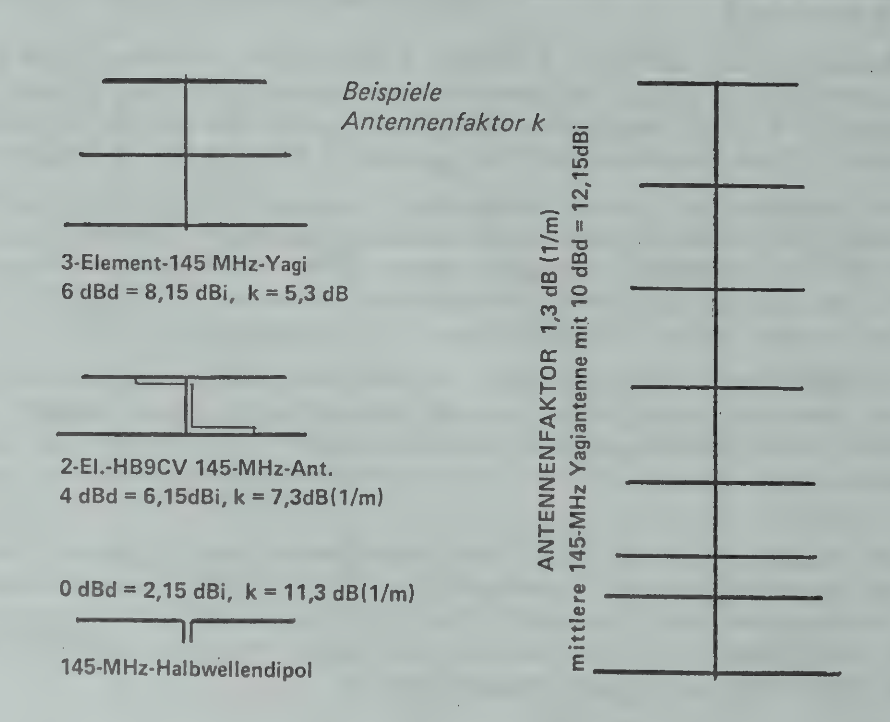


Abb.2, Tabelle 2

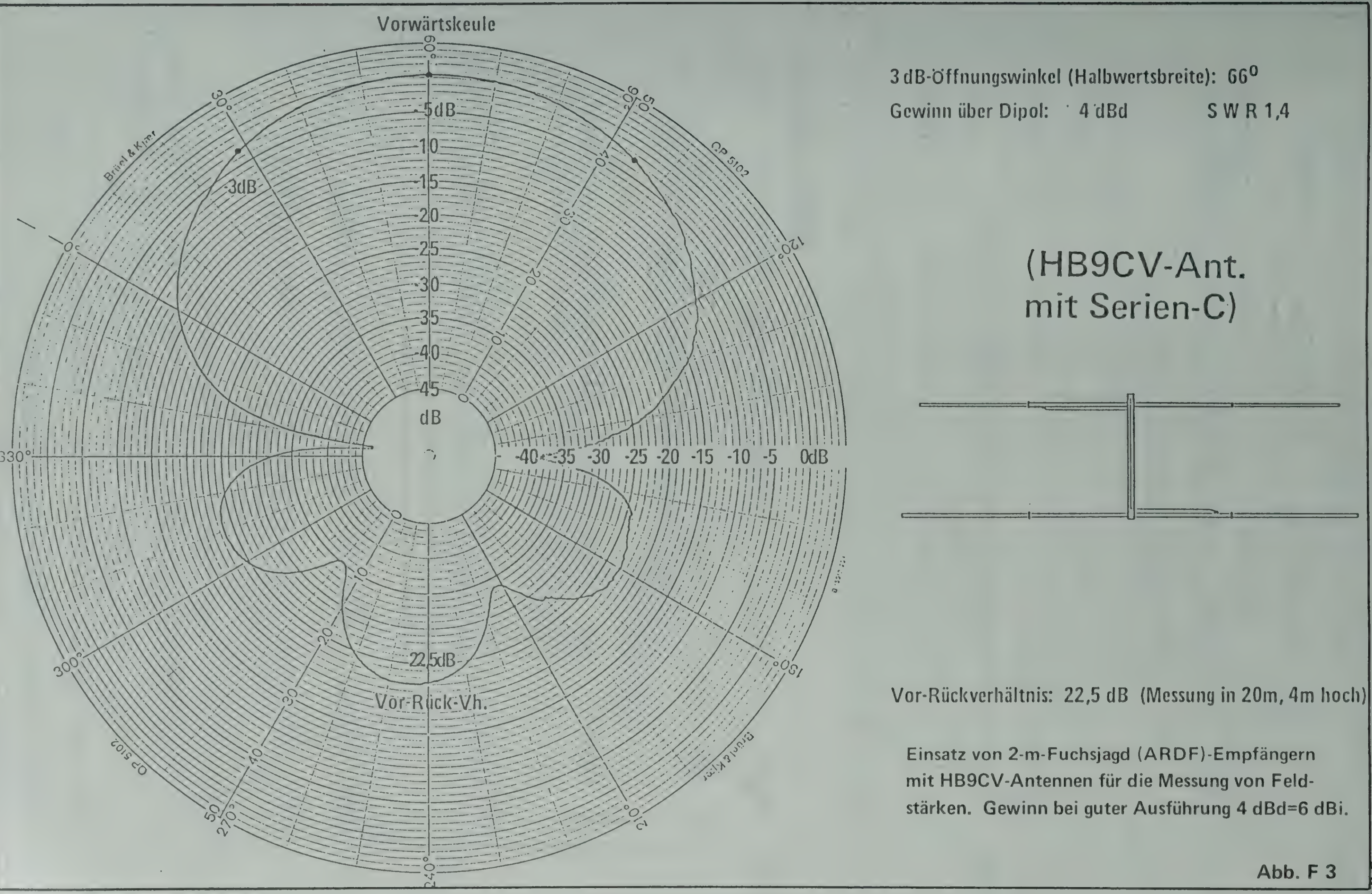

Vorwärtskeule
3 dB-Öffnungswinkel (Halbwertsbreite): 66°
Gewinn über Dipol: 4 dBd
S W R 1,4
(HB9CV-Ant.
mit Serien-C)
-3dB
-5dB
22,5dB
Vor-Rück-Vh.
dB
-40 -35 -30 -25 -20 -15 -10 -5 0dB
Brüel & Kjær
QP 5102
Vor-Rückverhältnis: 22,5 dB (Messung in 20m, 4m hoch)
Einsatz von 2-m-Fuchsjagd (ARDF)-Empfängern
mit HB9CV-Antennen für die Messung von Feld-
stärken. Gewinn bei guter Ausführung 4 dBd=6 dBi.

Abb. F 3

Stefan Steger DL 7 MAJ
Stefan Steger, DL7MAJ Gulbranssonstr. 20 8000 München 71

000248

Referat zur
36. Weinheimer UKW-Tagung '91

"Mathematische und physikalische Grundlagen der Satellitenbahnberechnung"

①

1.) Geschichtliches

1.1.) Gravitationsgesetz Newton (1643 - 1727)

$$F = \gamma \times \frac{m_1 \times m_2}{r^2} \qquad \text{Gl. 1}$$

γ = Gravitationskonstante = $6{,}67 \times 10^{-11}\ m^3 s^{-2} kg^{-1}$ ($N m^2 kg^{-2}$)
($1N = 1 kg \times m \times s^{-2}$)

1.2.) Kepler'sche Gesetze (1571 - 1630)

1. Gesetz: Die Planeten bewegen sich in Ellipsen, in deren einem Brennpunkt sich die Sonne befindet.

2. Gesetz: Der Radiusvektor (Verbindungslinie Planet-Sonne) überstreicht in gleichen Zeiträumen gleiche Flächen.

3. Gesetz: Die Quadrate der Umlaufzeiten der Planeten verhalten sich wie die Kuben (3. Potenz) ihrer großen Halbachsen.

1.3. Vereinfachende Annahmen des "Zweikörperproblems":

- Erde stationär mit symmetrischer Massenverteilung um den Erdmittelpunkt (Schwerpunkt)
- Satellit unterliegt nur der Erdanziehung
  Vernachlässigung von: Mond, Sonne, andere Planeten/Satelliten, Sonnenwind, kosmische Partikel ("Schrott") Erdatmosphäre (!) etc.
- Masse der Erde ≫ Masse des Satelliten
- Satellit "passiv" (kein eigener Antrieb!)

Vergleich der Anziehungskräfte
(Masse des Satelliten: 100kg)

Bahnhöhe	300 km	30.000 km
Bahnradius	6677 km	36.371 km
Erde	903 N (100%)	30 N (100%)
Sonne	0,6 N (0,07%)	0,6 N (2%) !
Mond	0,003 N	0,003 N
Venus	0,00002 N	0,00002 N
Mars	0,0000007 N	0,0000007 N

---

2. Ellipsen

2.1. Definition der Ellipsen:

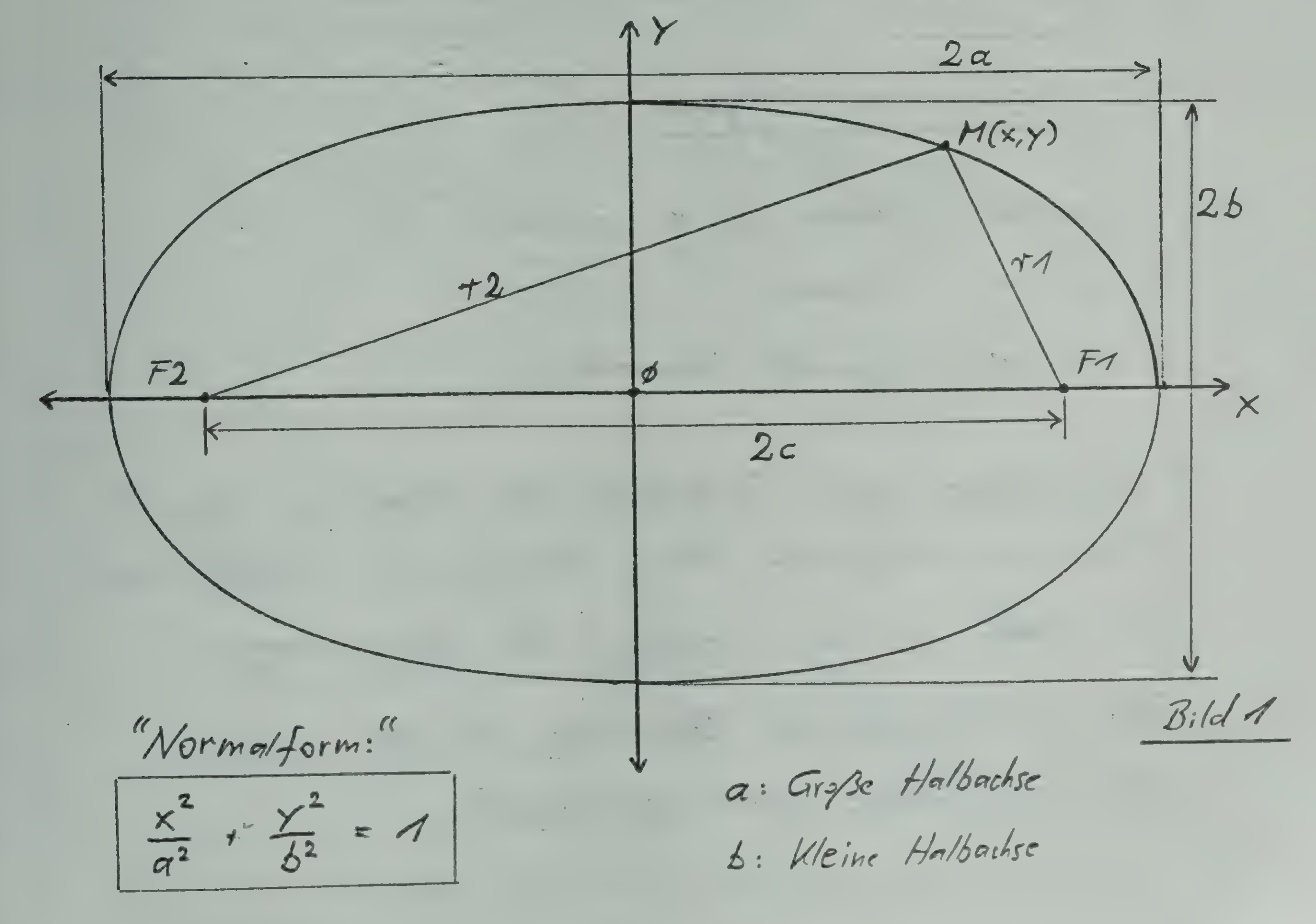


Bild 1

Brennpunkteigenschaft der Ellipse:

Die Ellipse ist der geometrische Ort aller Punkte, für die die Summe der Abstände von zwei gegebenen festen Punkten (= Brennpunkten) konstant ist (= 2a)

$$r_1 + r_2 = 2a$$ "Gärtnerkonstruktion"

$$\left(r_1 = \overline{MF_1} = a - e \cdot x \;;\; r_2 = \overline{MF_2} = a + e \cdot x \right)$$

Es gilt:

$$\boxed{c^2 = a^2 - b^2} \qquad \text{Gl. 3}$$

Definition der "numerischen Exzentrizität":

$$\boxed{e = \frac{c}{a}} \qquad \text{Gl. 4}$$

$0 < e < 1$: Ellipsen

$e = 0$: Kreis ($c = 0$; $a = b = r$)

$e = 1$: Parabel

$e > 1$: Hyperbel (Kometen)

⇒ Kreisbahnen sind Sonderformen der elliptischen Bahnen! Formeln für elliptische Bahnen decken auch Kreisbahnen ab. Es ergeben sich z.T. (wegen $e \to 0$) Vereinfachungen. Daher ist eine getrennte Betrachtung von Kreis- und elliptischen Bahnen nicht notwendig!

3. Satellitenbahnen

3.1. Bahnform

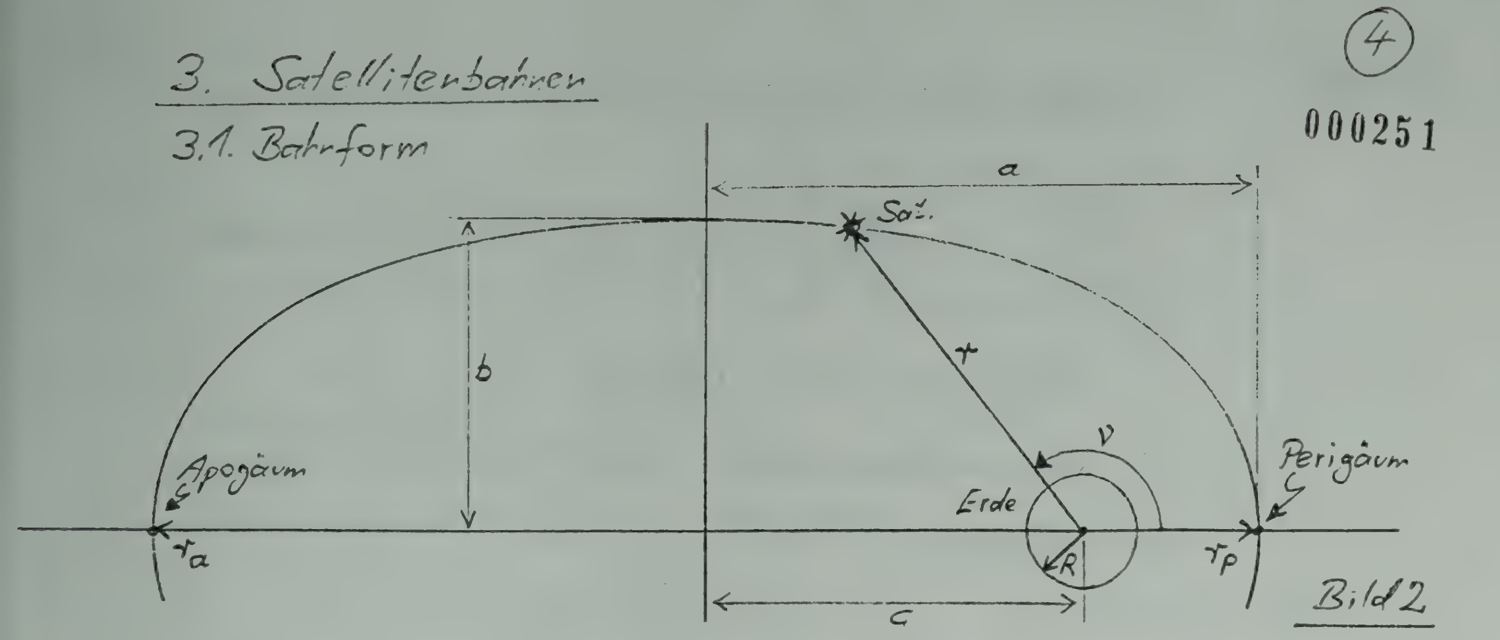


Bild 2

R: mittlerer Erdradius 6371 km
r: Abstand Satellit – Erdmittelpunkt } "Polarkoordinaten"
v: Winkel ab Perigäum

a/b/c: Ellipse

r_a : Apogäumsabstand (ab Erdmittelpunkt!)
r_p : Perigäumsabstand " "

$$c^2 = a^2 - b^2 \quad \text{Gl. 3} \qquad c = \sqrt{a^2 - b^2} \quad \text{Gl. 3.1.}$$

$$e^2 = 1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2 \quad \text{Gl. 5} \qquad e = \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}} \quad \text{Gl. 5.1.}$$

$$c = a \cdot e \quad \text{Gl. 4}$$

$$r_a = a(1+e) \quad \text{Gl. 6} \qquad r_p = a(1-e) \quad \text{Gl. 7}$$

Zwei der sechs Größen (a, b, c, e, r_a, r_p) reichen zur Festlegung der Ellipse aus!

z.B. a und e ("Keplerelemente")

Hinweis: a ist in der üblichen Darstellung der Keplerelemente in der Umlaufdauer "versteckt", die wiederum in der "mittleren Bewegung" (Mean Motion) "versteckt" ist!

⇒ 3. Kepler'sches Gesetz!

000252

3. Kepler'sches Gesetz:

$$\frac{T^2}{a^3} = \frac{4\pi^2}{\gamma M_E} \quad \text{Gl. 8}$$

T: Umlaufdauer des Satelliten

γ: Gravitationskonstante $6{,}67 \cdot 10^{-11}\ (m^3 s^{-2} kg^{-1})$

M_E: Erdmasse $6 \cdot 10^{24}$ kg

oder:

$$a = 331{,}25 \times T^{2/3} \quad \begin{matrix} a \text{ in [km]} \\ T \text{ in [min]} \end{matrix} \quad \text{Gl. 9}$$

1. Beispiel: AO 13 (Epoch 91032.1331642)

MM = 2,096... rev/day (Siehe Nachtrag Seite 21)

$$\Rightarrow T = \frac{1440 \text{ min}}{2{,}096} = 687{,}02 \text{ min}$$

$a = 25791$ km (Gl. 9)

Oder aus "AMSAT - Formel":

$$a = 42220 \cdot MM^{(-2/3)} \quad \text{Gl. 10}$$

$c = a \cdot e$ $(e = 0{,}7116...)$ (Gl. 4)

$c = 18353$ km

$c^2 = a^2 - b^2 \Rightarrow b = \sqrt{a^2 - c^2}$ (Gl. 3)

$b = 18120$ km

(Kontrolle: $e = \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}} = \sqrt{1 - \frac{18120^2}{25791^2}} = 0{,}7116...$ ✓)

$r_a = a(1+e)$ (Gl. 6)

$\underline{r_a = 44\,144 \text{ km}}$

$r_p = a(1-e)$ (Gl 7)

$\underline{r_p = 7438 \text{ km}}$

Apogäumshöhe: $r_{ha} = r_a - 6371 \text{ km}$

$\underline{r_{ha} = 37773 \text{ km}}$

Erdradius:

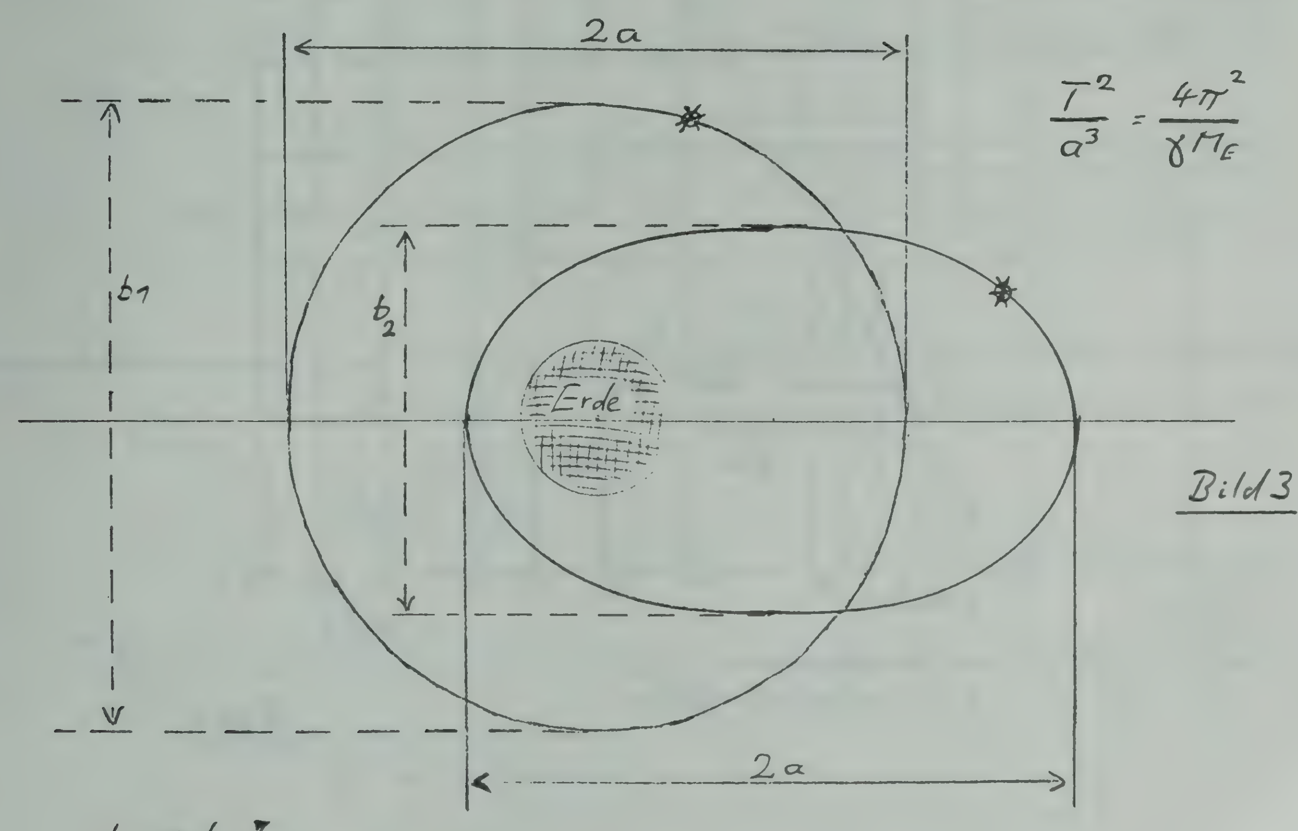
$r_E = 6371$ (im Mittel)

Perigäumshöhe: $r_{hp} = r_p - 6371 \text{ km}$

$\underline{r_{hp} = 1067 \text{ km}}$

Die Umlaufdauer eines Satelliten hängt nur von der großen Halbachse ab!





$$\frac{T^2}{a^3} = \frac{4\pi^2}{\gamma M_E}$$

Bild 3

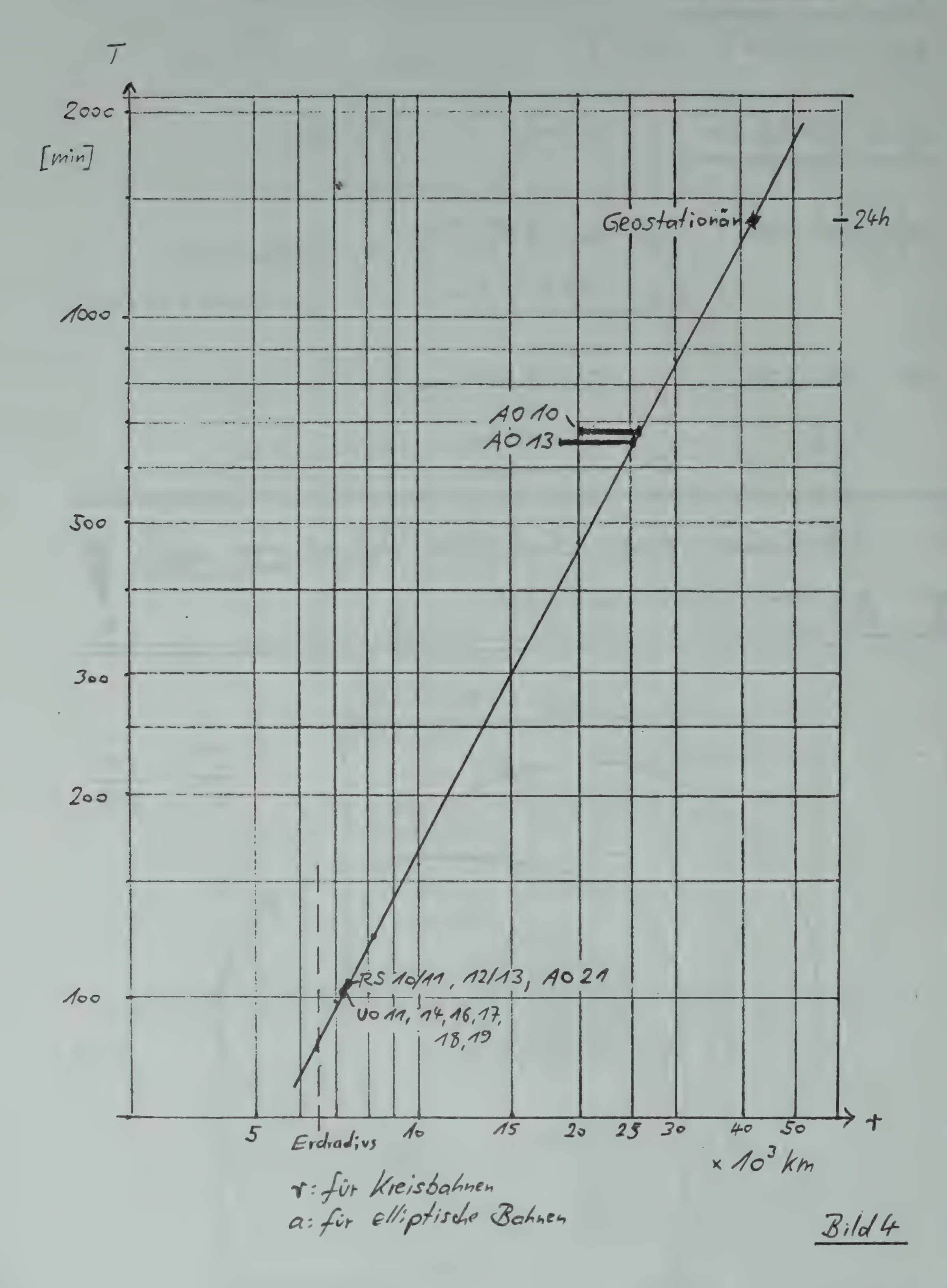
$b_1 \neq b_2$!

(Für Umlaufdauer T unwichtig!)

000254

$$a = 331{,}25 \times T^{2/3} \quad \text{Gl. 9}$$

$$\Rightarrow T = 165{,}87 \times 10^{-6} \times a^{3/2} \quad \text{Gl. 9.1}$$



r: für Kreisbahnen
a: für elliptische Bahnen

Bild 4

3.2. Bahngeschwindigkeit

Allg:

$$v^2 = \gamma \cdot M_E \left(\frac{2}{r} - \frac{1}{a}\right)$$ Gl. 11

$$v = \sqrt{3{,}986 \cdot 10^5 \left(\frac{2}{r} - \frac{1}{a}\right)}$$ [km; km/s] Gl. 11.1

Kreisbahn ($r = a$):

$$v^2 = \gamma \cdot M_E \left(\frac{1}{r}\right)$$ Gl. 12

$$v = \sqrt{3{,}986 \cdot 10^5 \left(\frac{1}{r}\right)}$$ Gl. 12.1

2. Beispiel: (Aus 1. Beispiel)

Apogäumsgeschwindigkeit $v_a = \sqrt{3{,}986 \times 10^5 \left(\frac{2}{r_a} - \frac{1}{a}\right)}$

$$v_a = \sqrt{3{,}986 \times 10^5 \left(\frac{2}{44144} - \frac{1}{25791}\right)}$$

$$v_a = 1{,}614 \text{ km/s}$$

Perigäumsgeschwindigkeit $v_p = \sqrt{3{,}986 \times 10^5 \left(\frac{2}{7438} - \frac{1}{25791}\right)}$

$$v_p = 9{,}577 \text{ km/s}$$

Aus 2. Kepler'schen Gesetz folgt:

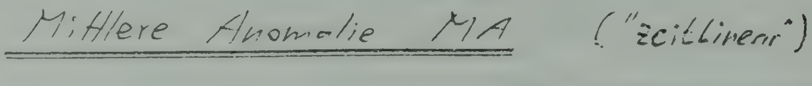
$$r_a \times v_a = r_p \times v_p$$ Gl. 13

Gilt nur, weil $v \perp r$!
Gilt nicht für andere r !

Bild 5

000256

3.3. Die Anomalien (= Winkel)



Mittlere Anomalie MA ("zeitlinear")

$$MA = \frac{360°}{T} \cdot t$$

T = Umlaufzeit

t = Zeit seit Perigäumsdurchgang

180 100 60 50 40 35 30 25 20 15 10 5

überzeichnet, nicht maßstabsgetreu

F_2

$F_1 = F_2$!

F_1

Erde

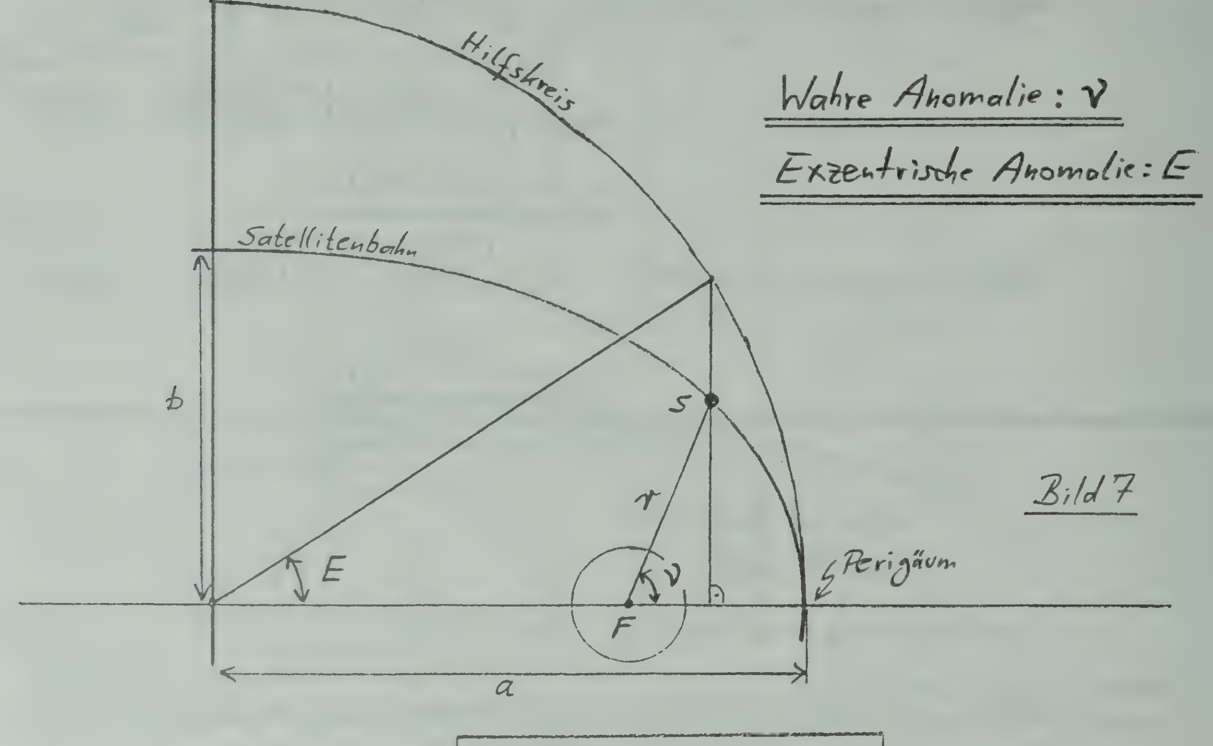
MA = Ø
MA = 360°

2. Kepler'sches Gesetz

Bild 6

Hinweis: MA wird auch im Bereich Ø – 255 angegeben ("Computergerecht")

oder im Bogenmaß Ø – 2π



Wahre Anomalie: ν

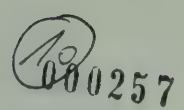
Exzentrische Anomalie: E

Bild 7

"Keplergleichung": $MA = E - e \times \sin(E)$ Gl. 14

(E im Bogenmaß)

Diese Gleichung ist bei gegebenem MA (= f(t)) nicht nach E auflösbar!!! E = f(MA) ist nicht angebbar!!! "transzendent"



Lösungsmöglichkeiten:

1., Reihenentwicklung /3/
2., Wertetabelle + Interpolation

Beides umständlich!

Daher (im Zeitalter der PC's):

⇒ Iteration! (Newton - Raphson - Verfahren)

1. Schritt: Annahme, daß E = MA
2. Schritt: Berechnung von MA aus (geschätztem) E
3. Schritt. Berechnung der Abweichung
4. Schritt: Korrektur der Schätzung für E (über 1 Ableitung)
5. Schritt: Falls Fehler zu groß, zu Schritt 2 zurück
Sonst: END

Y (MA)

$\frac{dy}{dx}$

Y_{Soll} (Y_2)

ΔY (ΔMA)

Y_1

Δx (ΔE)

x_1 (1. Schätzung) x_2 (x_{Soll})

X (E)

Geg: $y = f(x)$ Ges: X
$MA = f(E)$ (E)

$$\frac{Y_2 - Y_1}{x_2 - x_1} = \frac{dy}{dx} \; (= y')$$

(1. Ableitung nach x)

$$\Rightarrow x_2 - x_1 = \frac{Y_2 - Y_1}{dy/dx}$$

$$\Delta x = \frac{\Delta Y}{dy/dx}$$

Bild 8

$$\Delta E = \frac{\Delta MA}{dMA/dE}$$

$$MA = E - e \times \sin(E)$$

$$\frac{dMA}{dE} = 1 - e \times \cos(E)$$ (1. Ableitung)

Iteration: $E_{(n+1)} = E_{(n)} + \Delta E_{(n+1)}$

$$E_{(n+1)} = E_{(n)} + \left[MA - (E_{(n)} - e \times \sin(E_{(n)}))\right] / \left[1 - e \times \cos(E_{(n)})\right]$$

| ← ΔMA → | ← dMA/dE → |

000258

(11)

Beispiel für Iteration mit Rechner

(BASIC C64/C128)

Variablen:

- TP : Umlaufdauer (≙ T)
- T : Zeit seit dem Perigäum (≙ t)
- E : Exzentrizität (≙ e)
- MA : Mittlere Anomalie (≙ MA)
- EA : Exzentrische Anomalie (≙ E)
- ZZ : Korrektur für EA

```
10  REM   SUBROUTINE "KEPLER"
100 PI=3.14159
110 TP=.... :REM UMLAUFDAUER
120 E=..... :REM EXZENTRIZITAET
130 T=..... :REM ZEIT SEIT PERIGAEUM
140 MA=2*PI*T/TP
150 EA=MA :REM ERSTE SCHAETZUNG FUER EA
160 ZZ=(MA-(EA-E*SIN(EA)))/(1-E*COS(EA))
170 EA=EA+ZZ
180 IF ABS(ZZ)>0.0001THEN160 :REM ABFRAGE ABWEICHUNG
190 PRINT EA
200 END
```

Berechnung der wahren Anomalie ν

Gegeben: exzentrische Anomalie E

$$\nu = 2 \times \arctan\left[\frac{\sqrt{1+e}}{\sqrt{1-e}} \times \tan\left(\frac{E}{2}\right)\right] \quad \text{Gl. 15}$$

oder:

$$E = 2 \times \arctan\left[\frac{\sqrt{1-e}}{\sqrt{1+e}} \times \tan\left(\frac{\nu}{2}\right)\right] \quad \text{Gl. 16}$$

Berechnung Radiusvektor r (Bild 7)

$$r = \frac{a \times (1-e^2)}{1 + e \times \cos(\nu)} \quad (\text{aus } \nu) \quad \text{Gl. 17}$$

oder:

$$r = a \times (1 - e \times \cos(E)) \quad (\text{aus } E) \quad \text{Gl. 18}$$

(Hinweis: Gl. 17 wird in einigen Literaturstellen falsch angegeben!

Falsch: $r = \dfrac{a \times (1-e^2)}{1 \ominus e \times \cos(\nu)}$

$\qquad\qquad$!

Wichtig! ν (und E) werden <u>ab Perigäum</u> gezählt!

(Siehe Bild 7)

000260

(13)

3. Beispiel: AO 13 (Daten aus 1. Beispiel)

Aufgabe: Berechnung der Anomalien für

$t = 100$ min nach Perigäum

Geg: $T = 687{,}02$ min
$a = 25790$ km
$b = 18120$ km
$c = 18353$ km
$e = 0{,}7116...$
$r_a = 44144$ km
$r_p = 7438$ km

Ermittlung von E:

(Iteration)

$$MA = 2 \cdot \pi \cdot \frac{t}{T} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{100}{687{,}02}$$

$$MA = 0{,}9145 \text{ (rad.)}$$

```
100 PI=3.14159
110 TP=687.02
120 E=0.7116
130 T=100
140 MA=2*PI*T/TP
150 EA=MA
160 ZZ=(MA-(EA-E*SIN(EA)))/(1-E*COS(EA))
170 EA=EA+ZZ
180 IF ABS(ZZ)>0.0001THEN160
190 PRINT EA
200 END

RUN
```

Ergebnis: $E = 1{,}625...$ (rad.) ($\hat{=}$ 93,1°)

Kontrolle mit Gl. 14: $MA = E - e \cdot \sin(E)$

$$MA = 1{,}625 - 0{,}7116 \cdot \sin(1{,}625)$$

$$MA = 0{,}9144 \checkmark$$

Berechnung wahre Anomalie (ν)

$$\nu = 2 \times \arctan\left[\frac{\sqrt{1+e}}{\sqrt{1-e}} \times \tan\left(\frac{E}{2}\right)\right] \quad \text{(Gl. 15)}$$

$$\nu = 2 \times \arctan\left[\frac{\sqrt{1+0{,}7116}}{\sqrt{1-0{,}7116}} \times \tan\left(\frac{1{,}625}{2}\right)\right]$$

$$\nu = 2 \times \arctan\left[2{,}436 \times \tan(0{,}8125)\right]$$

$$\nu = 2 \times \arctan\left[2{,}5717\right]$$

$$\underline{\nu = 2{,}3999} \text{ (rad.)} \quad (\widehat{=} \; 137{,}5^\circ)$$

Berechnung Radiusvektor r

$$r = \frac{a \times (1-e^2)}{1 + e \times \cos(\nu)} \quad \text{(Gl. 17)}$$

$$r = \frac{25791\,\text{km} \times (1-0{,}7116^2)}{1 + 0{,}7116 \times \cos(2{,}3999)} = \frac{25791\,\text{km} \times 0{,}4936}{1 + 0{,}7116 \times (-0{,}7373)}$$

$$r = \frac{12730\,\text{km}}{0{,}4753} = \underline{\underline{26784\,\text{km}}}$$

Oder aus Gl. 18:

$$r = a \times (1 - e \times \cos(E))$$

$$r = 25791\,\text{km} \times (1 - 0{,}7116 \times \cos(1{,}625))$$

$$r = 25791\,\text{km} \times (1 - 0{,}7116 \times (-0{,}0542))$$

$$r = 25791\,\text{km} \times (1 + 0{,}0386)$$

$$\underline{\underline{r = 26785\,\text{km}}} \quad ✓$$

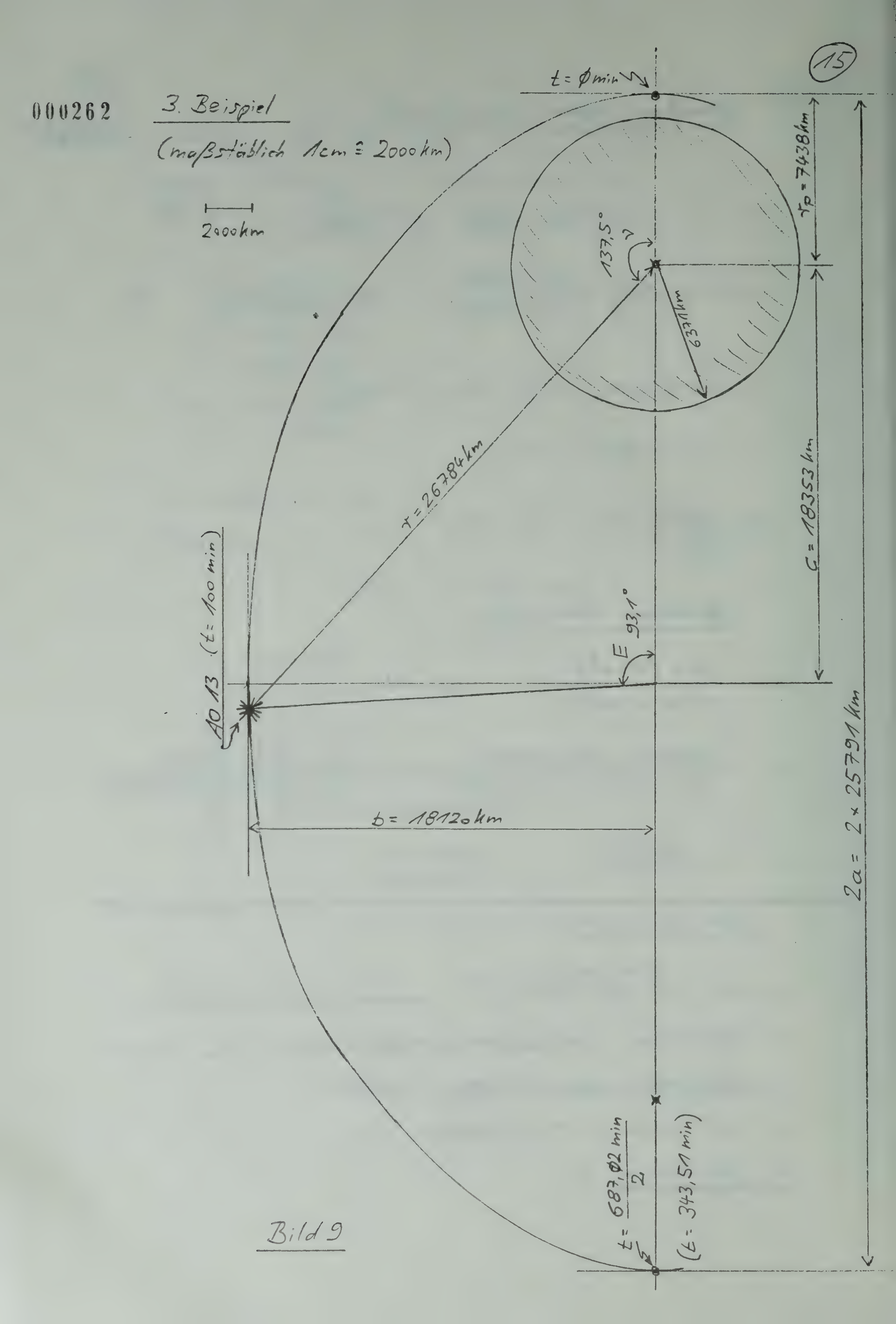

000262
3. Beispiel
(maßstäblich 1cm ≙ 2000km)
2000km
15
t = Ø min
r_p = 7438 km
137,5°
ν
6371 km
r = 26784 km
c = 18353 km
E
93,1°
A0 13 (t = 100 min)
b = 18120 km
2a = 2 × 25791 km
t = 687,02 min / 2
(t = 343,51 min)

Bild 9

4. Zeitdefinitionen

4.1. Schaltjahre

Schaltjahr ist jedes Jahr, dessen Jahrhundertzahl
- durch vier
- aber nicht durch hundert
- oder aber durch vierhundert

teilbar ist. (dann gibt es 29. Feb.)

4.2. Dezimaltag

Darstellung von Datum und Uhrzeit in einer Zahl

1,0 ≙ 24 h = 1 Tag

0,5 ≙ 12 h = ½ Tag

1. Januar 00:00.00 = 0.0 Dezimaltag

31. Dezember 24:00:00 = 365,0 Dezimaltag (ohne 29.2.!)

Beispiel: 21.9.'91 14:00:00 UTC

21.9.'91 ist 264. Tag des Jahres (aber noch nicht vorbei!)

$$\frac{14:00:00}{24:00:00} = 0{,}58\overline{33} \Rightarrow \text{Dezimaltag: } 263{,}583\ldots$$

Beispiel: Referenz-epoche AO 13: 91032,1331642

33. Tag von 1991 : 2. Februar 1991

0,1331642 × 24:00:00 UTC

0,1331642 × 86400 sec = 11505,4 sec

= 3h / 11 min / 45,4 sec ≙ 03:11:45 sec UTC

(Hinweis. Auch UTC hat Schaltsekunden, z.B. '90 → '91)

(Für uns ohne Bedeutung)

4.3. Sterntag - Sonnentag
("Sidereal day" - "Solar day")

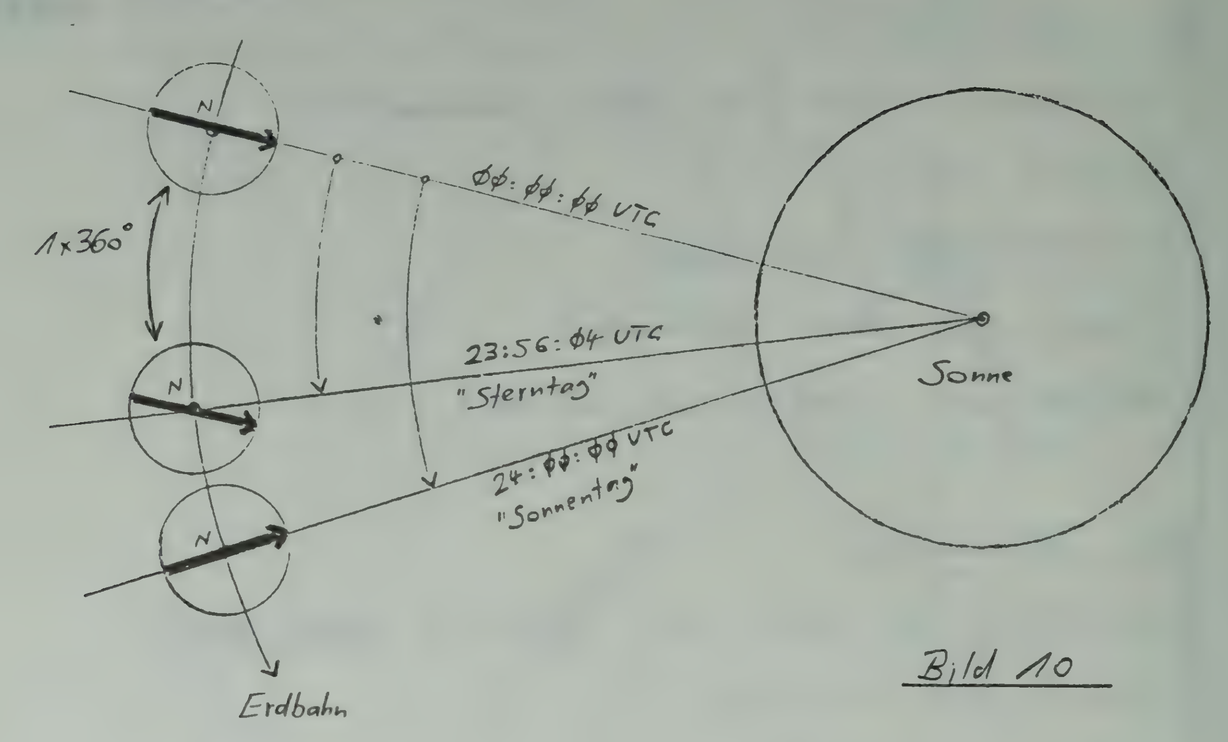


Bild 10

Erdumlaufdauer: 365,25 Tage

⇒ In 1 Jahr macht die Erde zusätzlich 1 Umdrehung:

pro Tag: $\frac{360°}{365,25} = 0,9856°/\text{Tag}$

⇒ pro 24h ("Sonnentag") ≙ 360,9856° Umdrehung

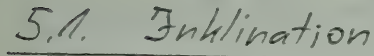
⇒ Ein "Sterntag" mit 360° dauert:

$$1440 \text{ min } \frac{360°}{360,9856} = \underline{1436,07 \text{ min}} \ (= 1436 \text{ min } 4 \text{ sec})$$

⇒ Pro Tag eine Differenz von fast 4 Minuten zwischen Sterntag und Sonnentag!

5.) Lage der Satellitenbahn im Raum

000265



5.1. Inklination

i = Winkel zwischen Bahn- und Äquatorebene (im Aszendenten)

Perigäum

Bahnebene

Argument des Perigäums

N

Äquatorebene

"Knotenlinie"

i

Äquator

Aszendent EQX "Equator-crossing" (aufsteigender Knoten) (von S nach N!)

Apogäum

N

Bahnebene

i

Äquatorebene

i

aufsteigender Knoten

S

Bild 11

5.2. Argument des Perigäums (ω)

Winkel zwischen Aszendenten und Perigäum, gemessen in der Bahnebene.

Wegen der ungleichmäßigen Massenverteilung der Erde:

"Apsidendrehung": Verlagerung von Apogäum, Perigäum

$$\Delta\omega_0 = \frac{4{,}97 \times (5 \times \cos^2(i) - 1)}{(a/r_{eq})^{3,5} \times (1-e^2)^2}$$ Gl. 19

(r_{eq} = 6378 km)

$$\omega_{neu} = \omega + \Delta\omega_0 \times Ta$$ Gl. 20

$\Delta\omega_0$ = Änderung des Arguments in Grad pro Tag

Ta: Tage seit Erstellung der Keplerelemente (Referenzepoche)

$\Delta\omega_0$ wird Null, wenn $5 \times \cos^2(i) - 1 = \emptyset$!

$\Rightarrow i = 63{,}4°$ dann $\Delta\omega_0 = \emptyset$ ("Molniya Orbits")

4. Beispiel: AO 13

$i = 56{,}834°$
$e = 0{,}7116$
$a = 25791$ km

$$\Delta\omega_0 = \frac{4{,}97 \times (5 \times \cos^2(56{,}834°) - 1)}{\left(\frac{25791}{6378}\right)^{3,5} \times (1 - 0{,}7116^2)^2}$$

$$\Delta\omega_0 = \frac{4{,}97 \times (5 \times 0{,}2993 - 1)}{4{,}044^{3,5} \times 0{,}4936^2} = 0{,}076\ °/\text{Tag}$$

$$= 27{,}7\ °/\text{Jahr}$$

5.3. RAAN

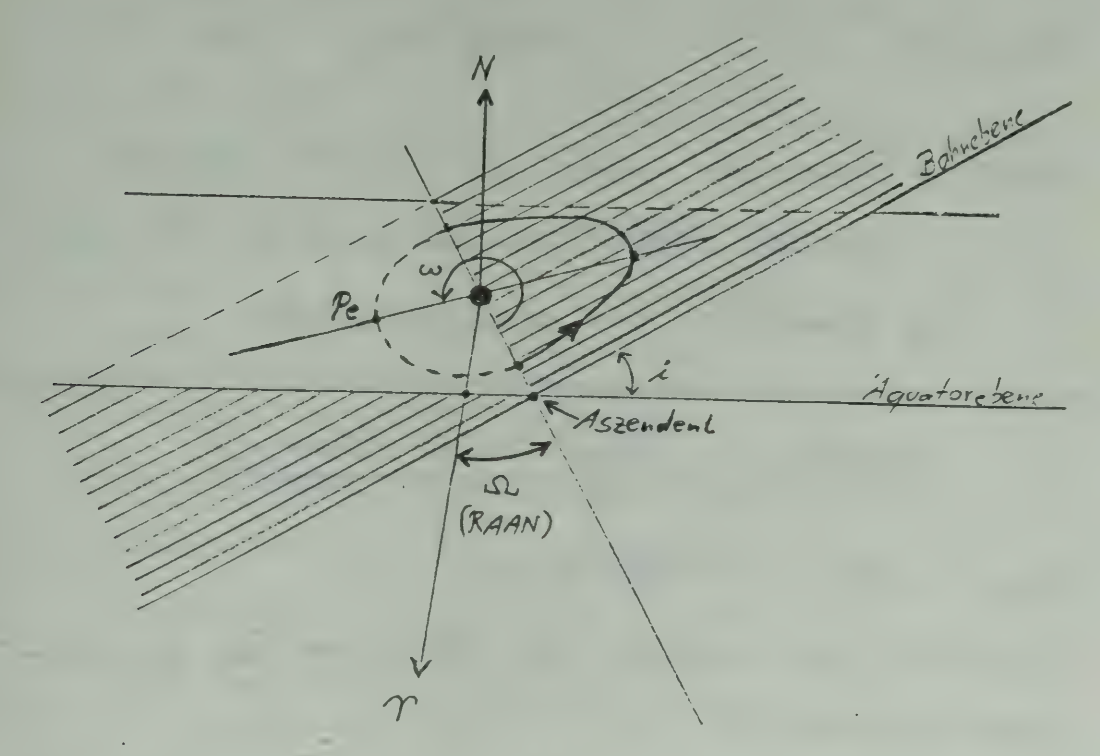
(Aszendent des aufsteigenden Knotens)

"Frühlingspunkt" ♈: Position der Sonne (= Richtung) bei Frühlingsbeginn. (Dabei wechselt die Sonne scheinbar auf die Nordhalbkugel)

Bild 12

RAAN:

Winkel Ω des aufsteigenden Knoten (Aszendenten) der Bahnebene zum Frühlingspunkt ♈ des Raumes.



Wegen der ungleichmäßigen Masseverteilung der Erde:

$$\Delta\Omega = \frac{-9{,}89 \times \cos(i)}{\left(a/r_{eq}\right)^{3,5} \times (1-e^2)^2} \qquad \text{Gl. 20}$$

$$RAAN(\Omega)_{neu} = RAAN + \Delta\Omega \times Ta \qquad \text{Gl. 21}$$

5. Beispiel: AO 13

$$\Delta\Omega = \frac{-9{,}89 \times \cos(56{,}834°)}{\left(\frac{25791}{6378}\right)^{3,5} \times (1-0{,}7116^2)^2}$$

$$\Delta\Omega = \frac{-9{,}89 \times 0{,}5471}{4{,}044^{3,5} \times 0{,}4936^2} = \underline{\underline{-0{,}167\ °/\text{Tag}}}$$

$$= \underline{\underline{-60{,}94\ °/\text{Jahr}}}$$

"Sonnensynchroner" Orbit:

RAAN "dreht" sich entsprechend der Bahn um die Sonne.

Gefordert: $\Delta\Omega = -0{,}9856°/\text{Tag}$ (siehe 4.3.)

Vorteil: * Immer zur gleichen (Orts-) Zeit an der gleichen Stelle (wenn Umlaufdauer stimmt)
* Erdschatten kann vermieden werden

Nachtrag zu Mean Motion (Seite 5)

"Decay-rate" = Abfallrate

Gibt an, um wieviel die MM pro Tag abnimmt (oder zunimmt!)

Ursache: ⊛ Abbremsung durch Atmosphäre:
⇒ Decay-rate positiv d.h. Satellit wird schneller und verliert an Höhe!

⊛ Anziehung Sonne und Mond
⇒ Decay-rate negativ d.h. Satellit wird langsamer und gewinnt an Höhe (insbesondere Apogäum!)

Anhang

KEPLER - Elemente für AO 13 (Beispiele)

Epoch time	:	91032,1331642
Element set	:	236
Inclination	:	56,8337 deg
RAAN	:	112,6755 deg
Eccentricity	:	0,7116426
Arg. of Perigee	:	246,2331
Mean anomaly	:	27,6333 deg
Mean motion	:	2,09698990 rev/day
Decay rate	:	4,0 * 10^-8 rev/day^2
Epoch reference	:	2020

Literatur

/1/ The Satellite Experimenter's Handbook (ARRL)

/2/ Satellitenbahnberechnung, Formelsammlung
von DC 9ZP

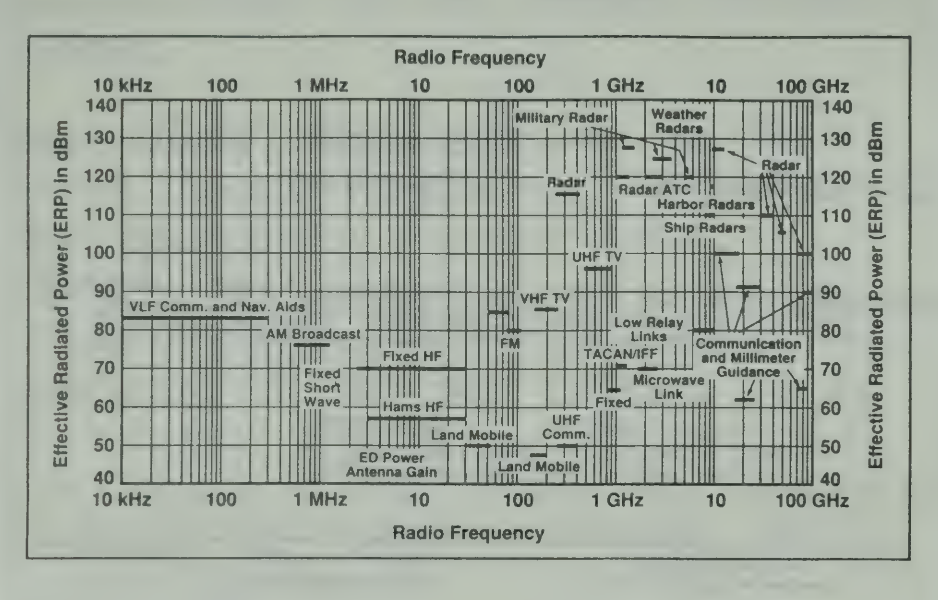
/3/ Grundlagen der Ephemeridenrechnung
Verlag Sterne und Weltraum, München
von Oliver Montenbruck

/4/ AMSAT-DL Journal

Gesundheitsrisiken durch Hochfrequenzstrahlung

Piotr Świątek
ex SP6 MLD

Quellen von nichtionisierenden elektromagnetischen Strahlung



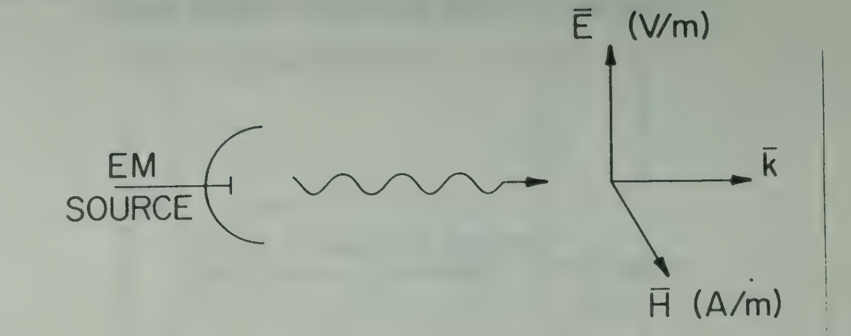
EMC Tech. 10 (1991) 25

Die Anzahl von Quellen nimmt ständig zu

Neue Entwicklungen:

- Radarsysteme für Kraftfahrzeuge
- Datenfernübertragung

In der Fernfeld-Zone:



$$S = \text{Leistungsdichte} = \text{Power Density} = \frac{E^2}{1200\pi}\ \text{mW/cm}^2$$

$$E/H = 120\pi\,\Omega = 377\,\Omega$$

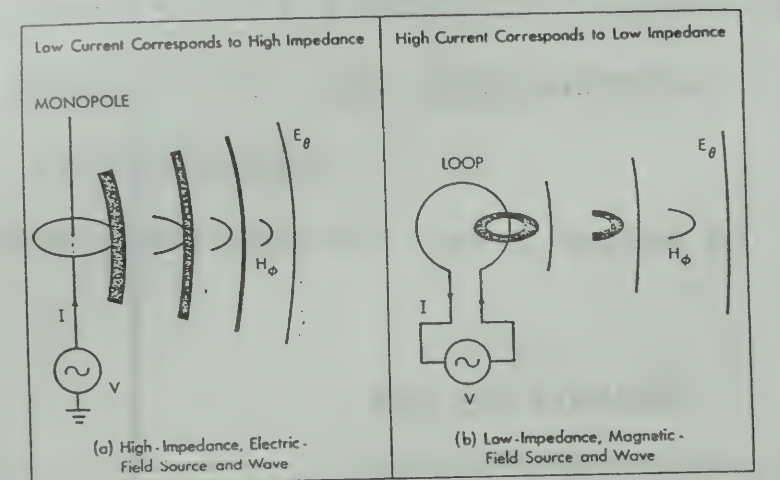
Leistungsdichte u. Feldstärken im freien Raum für Fernfeldbedingungen

S			$\lvert\bar{E}\rvert$	$\lvert\bar{H}\rvert$
W/m²	mW/cm²	μW/cm²	V/m	A/m
0,01	0,001	1	1,9	0,0052
0,1	0,01	10	6,1	0,016
1	0,1	100	19	0,052
10	1	1 000	61	0,16
100	10	10 000	190	0,52
1 000*)	100	10^5	610	1,6
10 000	1 000	10^6	1 900	5,2

*) Entspricht der Leistungsdichte der Sonneneinstrahlung auf der Erde.

IN DER NAHFELD-ZONE SIND DIE VERHÄLTNISE $\vec{E} \leftrightarrow \vec{H}$ KOMPLIZIERTER

FAST REINE MAGNETISCHE oder ELEKTRISCHE FELDER MÖGLICH

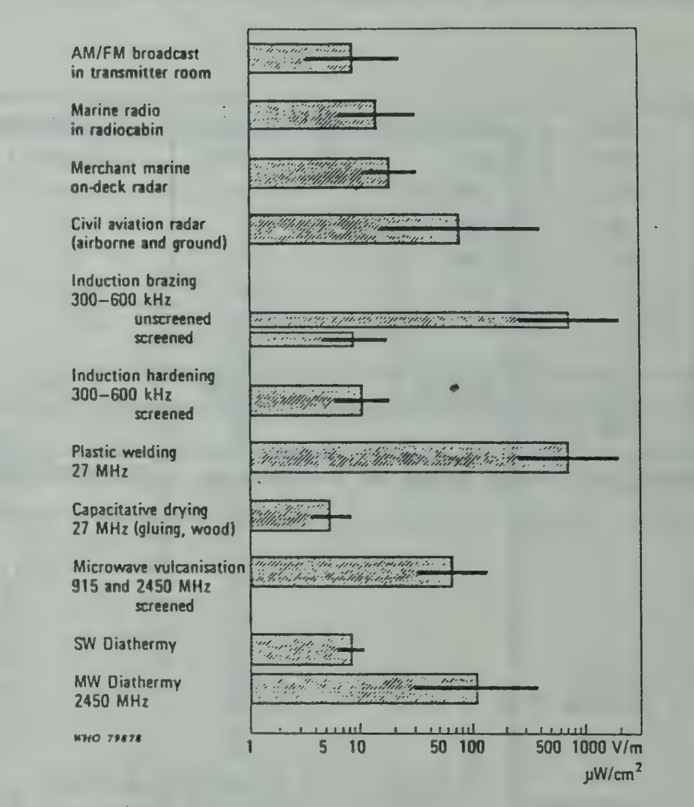


Hauptkomponenten der Felder bei
a) "elektrischen" und b) "magnetischen" Feldquellen (Ruggera 1979).

BEGINN DER NAHFELD-ZONE AB DEM ABSTAND

$r = 2 \cdot D^2 / \lambda$ D - Antennenlänge

000272



Elektrische Feldstärken verschiedener häufig verwendeter Quellen

FÜR EINEN BIOLOGISCHEN KÖRPER GIBT ES KEINE EINFACHE BEZIEHUNG ZWISCHEN DEM ÄUßEREN FELD UND DEM INNEREN FELD IM KÖRPER.

ALS LÖSUNG, BESCHREIBT MAN DIE AUFNAHME ELEKTROMAGNETISCHER LEISTUNG VON BIOLOGISCHEM GEWEBE DURCH

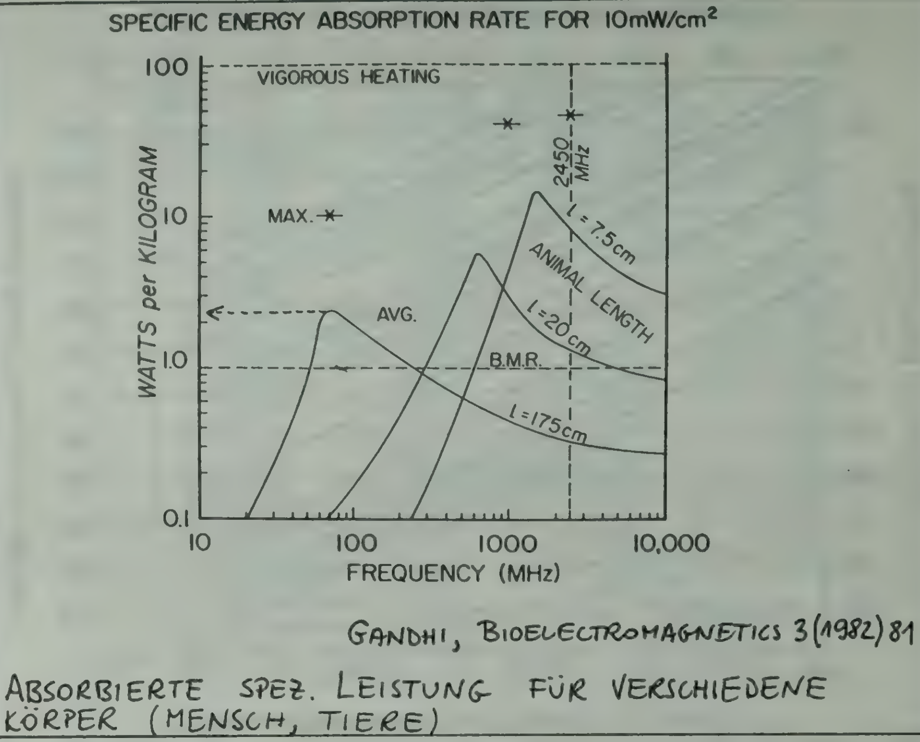
SPEZIFISCHE ABSORPTIONSRATE (SAR)

ANGEGEBEN IN WATT PRO KILOGRAM (W/kg)

SO WERDEN THERMISCH VERURSACHTE BIOLOGISCHE EFFEKTE ALS TEMPERATURERHÖHUNG IM KÖRPER BESCHRIEBEN.

SAR - GRENZWERTE FÜR MENSCHEN (EINFACH)

Grundumsatz	80W
Radfahren, 10km/h	280W
Gehen (ebener, glatter Weg)	300W
Fussballspielen	1000W
Eishockey	2000W



GANDHI, BIOELECTROMAGNETICS 3 (1982) 81

ABSORBIERTE SPEZ. LEISTUNG FÜR VERSCHIEDENE KÖRPER (MENSCH, TIERE)

Bei Leistungsdichte 10 mW/cm² und einer volligen Absorption berhägt max. SAR ~2,5 W/kg.

Bei 80 kg Körpergewicht bedeutet es ca 200 W Leistungaufnahme. Etwa wie Energieproduktion bei Radfahren.

000273

Grenzwerte der elektrischen (oben) und der magnetischen (unten) Ersatzfeldstärke zwischen 1 kHz und 1000 GHz, jeweils für eine Einwirkungsdauer von mehr als sechs Minuten

Grenzwerte der Strahlungsdichte, für eine Einwirkungsdauer von mehr als sechs Minuten, im Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 1000 GHz

Tabelle: Gefährdung von Personen durch elektromagnetische Felder. Angegeben sind die Grenzwerte der elektrischen (E_0) und magnetischen (H_0) Ersatzfeldstärke sowie die maximal zulässige Strahlungsdichte S

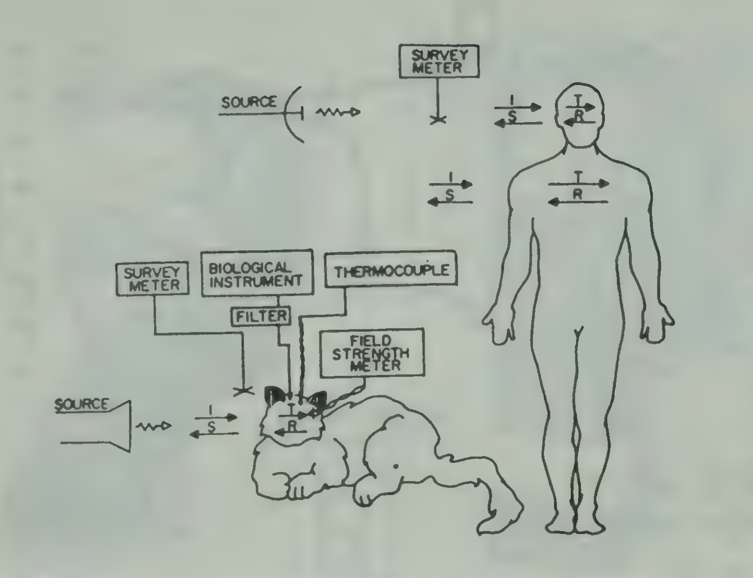
Frequenzbereich	Größe	Grenzwert
1 kHz bis 30 kHz	E_0 =	1500 V/m
	H_0 =	350 A/m
30 kHz bis 2 MHz	E_0 =	1500 V/m
	H_0 =	7,5/f A/m
2 MHz bis 30 MHz	E_0 =	3000/f V/m
	H_0 =	7,5/f A/m
30 MHz bis 3 GHz	E_0 =	100 V/m
	H_0 =	0,25 A/m
	S =	25 W/m²
3 GHz bis 12 GHz	E_0 =	$100 \times \sqrt{f/3000}$ V/m
	H_0 =	$0{,}25 \times \sqrt{f/3000}$ A/m
	S =	25 × f/3000 W/m²
12 GHz bis 100 GHz	E_0 =	200 V/m
	H_0 =	0,5 A/m
	S =	100 W/m²

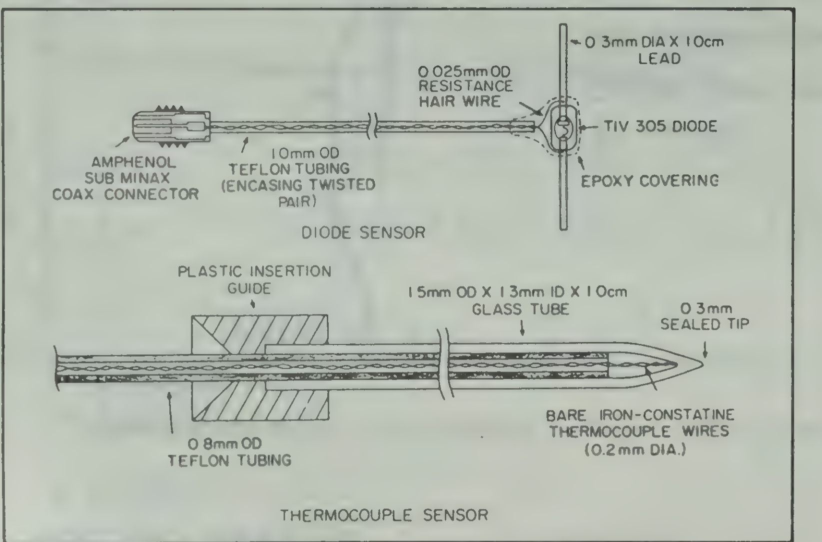
000274

*ERP_W = Effective Radiated Power in W

EMC Tech. 10(1991)

Feldstärke innerhalb lebender biologischer Gewebe

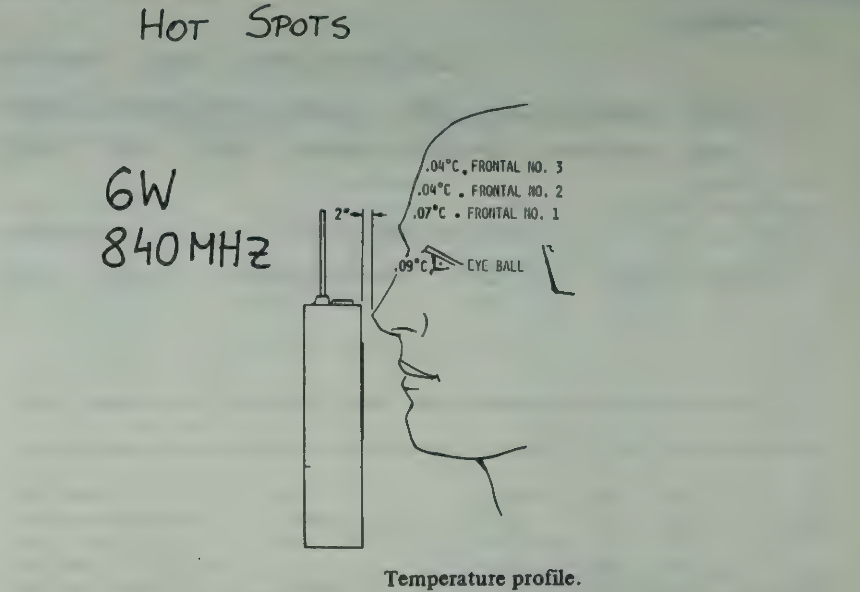




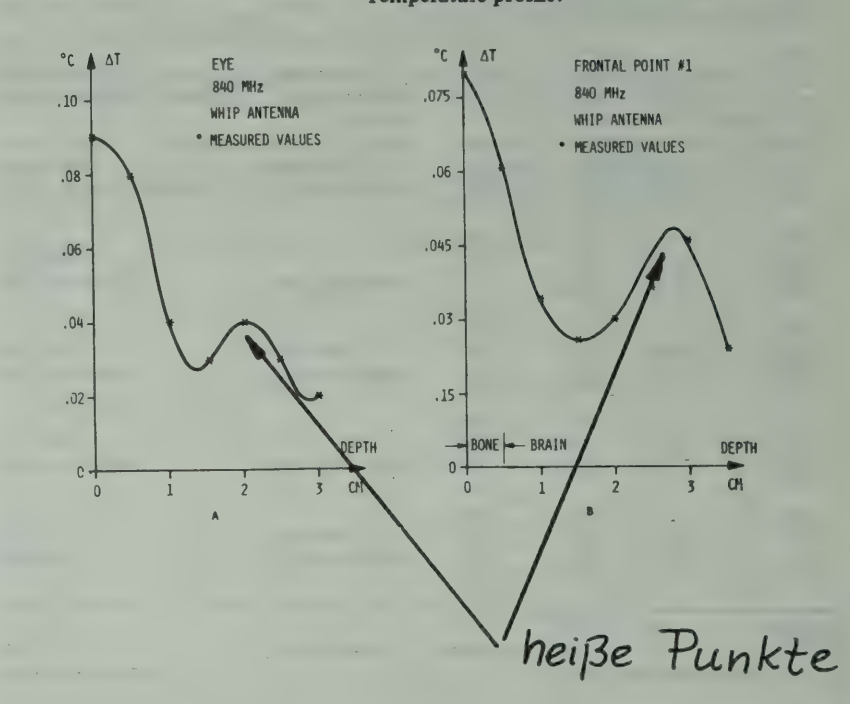
JEDE SONDE BEEINFLUßT DIE E.-M. FELDER!

Hot Spots

6W
840 MHz

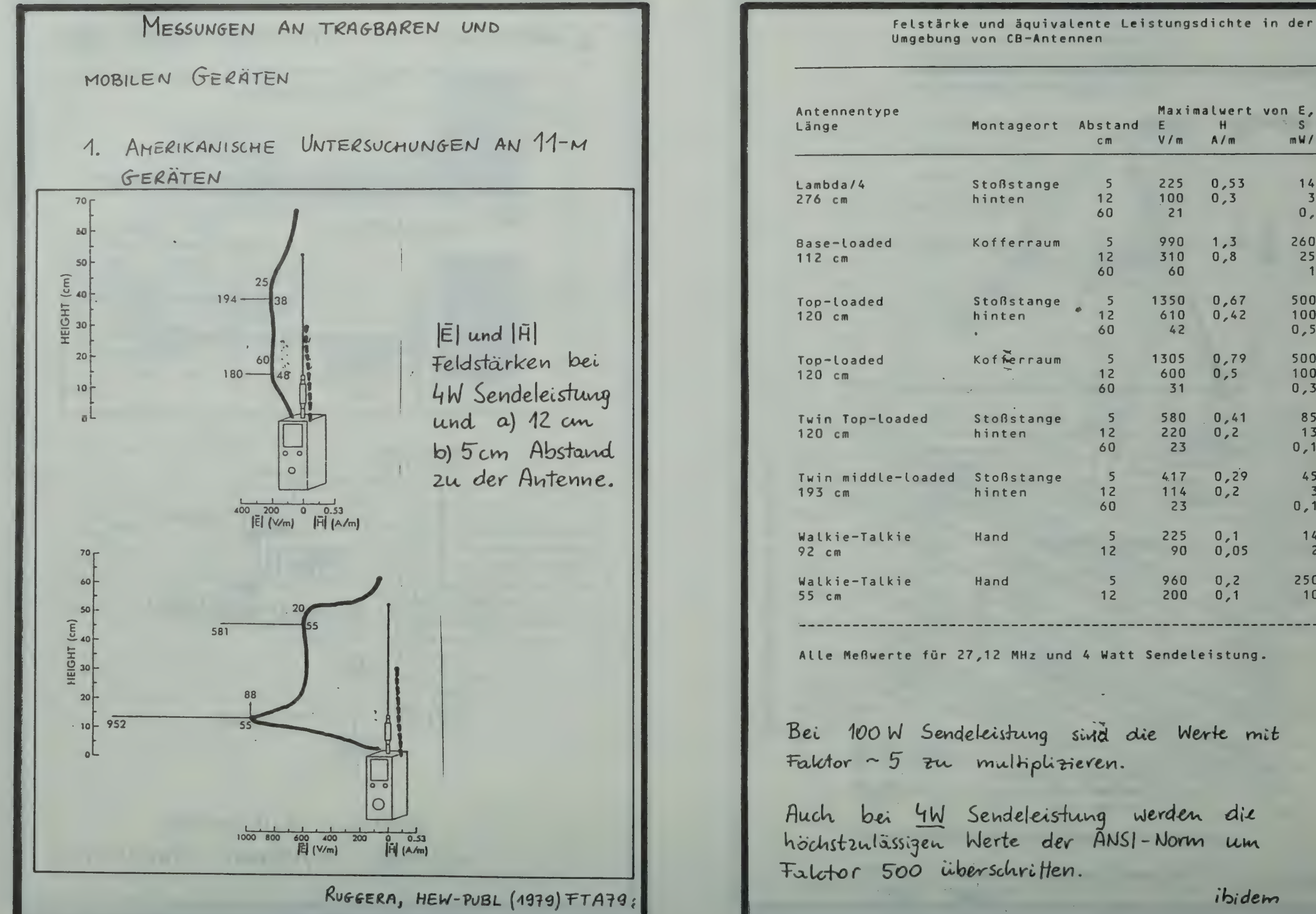


Temperature profile.



heiße Punkte

BALZANO et al., IEEE Trans. Veh. Tech, VT-27(1978) 174



Messungen an tragbaren und mobilen Geräten

1. Amerikanische Untersuchungen an 11-m Geräten

|E| und |H| Feldstärken bei 4W Sendeleistung und a) 12 cm b) 5 cm Abstand zu der Antenne.

Ruggera, HEW-PUBL (1979) FTA79;

Felstärke und äquivalente Leistungsdichte in der Umgebung von CB-Antennen

Antennentype Länge	Montageort	Abstand cm	Maximalwert von E,H,S E V/m	H A/m	S mW/cm2
Lambda/4 276 cm	Stoßstange hinten	5	225	0,53	14
		12	100	0,3	3
		60	21		0,1
Base-loaded 112 cm	Kofferraum	5	990	1,3	260
		12	310	0,8	25
		60	60		1
Top-loaded 120 cm	Stoßstange hinten	5	1350	0,67	500
		12	610	0,42	100
		60	42		0,5
Top-loaded 120 cm	Kofferraum	5	1305	0,79	500
		12	600	0,5	100
		60	31		0,3
Twin Top-loaded 120 cm	Stoßstange hinten	5	580	0,41	85
		12	220	0,2	13
		60	23		0,15
Twin middle-loaded 193 cm	Stoßstange hinten	5	417	0,29	45
		12	114	0,2	3
		60	23		0,15
Walkie-Talkie 92 cm	Hand	5	225	0,1	14
		12	90	0,05	2
Walkie-Talkie 55 cm	Hand	5	960	0,2	250
		12	200	0,1	10

Alle Meßwerte für 27,12 MHz und 4 Watt Sendeleistung.

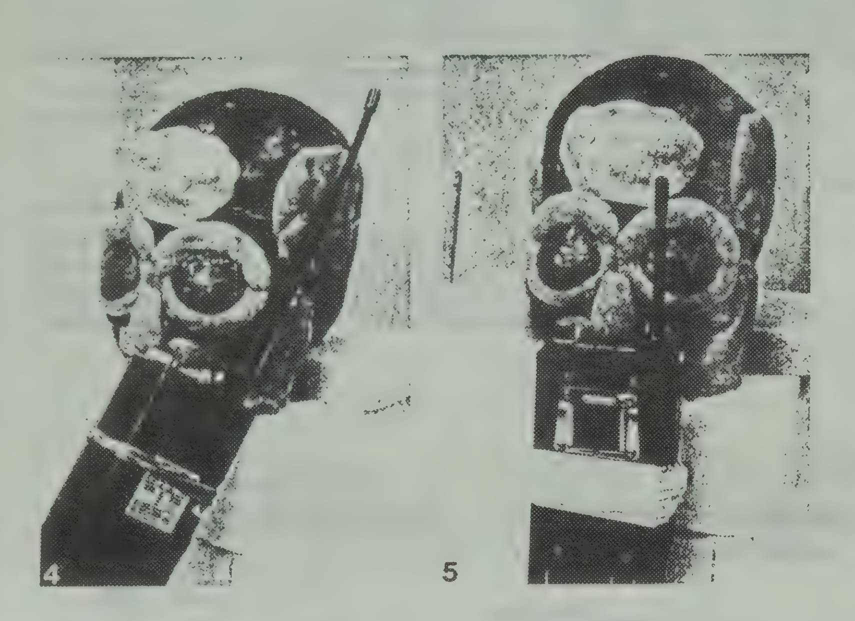
Bei 100 W Sendeleistung sind die Werte mit Faktor ~ 5 zu multiplizieren.

Auch bei 4W Sendeleistung werden die höchstzulässigen Werte der ANSI-Norm um Faktor 500 überschritten.

ibidem

2. UNTERSUCHUNGEN AN UHF-GERÄTEN

Cleveland & Athey Bioelectromagnetics '89



Meßanordnung mit Kopfmodellen

Radio "X" 850 ÷ 860 MHz, $P_0 = 1W$

Radio "Y" 810 ÷ 820 MHz, $P_0 = 1.8W$

$$SAR\,(W/kg) = \frac{\sigma}{\rho} E^2$$

$\sigma \left[\frac{S}{m}\right]$

$\rho \left[\frac{kg}{m^3}\right]$

$E \left[\frac{V}{m}\right]$ (RMS)

TABLE 4. Experimental Results: Head Model Exposed to Radio X (1/2-wave antenna, 1.0 W output power)*

Position of radio relative to head	Type of scan	Maximum E^2 measured (V^2/m^2)	Location of maximum	Calculated SAR (W/kg)	SAR per unit output power (W/kg/W)
Vertical; speaker flush with mouth	Transverse	565 ± 90	Surface of eye	1.1 ± 0.2	1.1 ± 0.2
Vertical; speaker 1.0 cm in front of mouth	Transverse	450 ± 40	Surface of eye	0.9 ± 0.1	0.9 ± 0.1
Vertical; speaker 2.5 cm in front of mouth	Transverse	375 ± 35	Surface of eye	0.7 ± 0.1	0.7 ± 0.1
Vertical; speaker 5.0 cm in front of mouth	Transverse	245	Surface of eye	0.5	0.5
Vertical; speaker flush with mouth	Frontal	2,055 ± 180	Forehead (interior to skull)	1.8 ± 0.2	1.8 ± 0.2
Vertical; speaker 5.0 cm in front of mouth	Frontal	570	Forehead (interior to skull)	0.5	0.5
Tilted to side; antenna 1.0 cm from side of head	Lateral	3,880 ± 275	Temple area (interior to skull)	3.5 ± 0.3	3.5 ± 0.3

*Most of these values are averages of more than one experimental reading. Plus/minus values indicate range of readings. Final values have been rounded off in all cases.

TABLE 5. Experimental Results: Head Model Exposed to Radio Y (1.8 W output power)*

Position of radio relative to head	Antenna type	Type of scan	Maximum E^2 measured (V^2/m^2)	Location of maximum	Calculated SAR (W/kg)	SAR per unit output power (W/kg/W)
Vertical; speaker flush with mouth	1/4-Wave	Transverse	3,050 ± 450	Surface of eye	5.8 ± 0.9	3.2 ± 0.5
Vertical; speaker 2.5 cm in front of mouth	1/4-Wave	Transverse	975 ± 115	Surface of eye	1.9 ± 0.2	1.1 ± 0.1
Vertical; speaker 5.0 cm in front of mouth	1/4-Wave	Transverse	615 ± 55	Surface of eye	1.2 ± 0.1	0.7 ± 0.1
Vertical; speaker flush with mouth	5/8-Wave	Transverse	1105	Surface of eye	2.1	1.2
Vertical; speaker 5.0 cm in front of mouth	5/8-Wave	Transverse	135	Surface of eye	0.3	0.2
Vertical; speaker flush with mouth	1/4-Wave	Frontal	270	Forehead (interior to skull)	0.2	0.1
Vertical; speaker flush with mouth	5/8-Wave	Frontal	940	Forehead (interior to skull)	0.8	0.4
Tilted; antenna 1.0 cm from side of head	1/4-Wave	Lateral	3,310 ± 150	Temple area (interior to skull)	3.0 ± 0.2	1.7 ± 0.1

*Some of the above values are averages of more than one experimental reading. Plus/minus values indicate range of readings. Final values have been rounded off in all cases.

vergleiche mit BfS-Merkblatt!

ANDERE BIOLOGISCHE EFFEKTE VON HOCH-FREQUENTEN ELEKTROMAGNETISCHEN FELDERN

1. KATARAKTBILDUNG

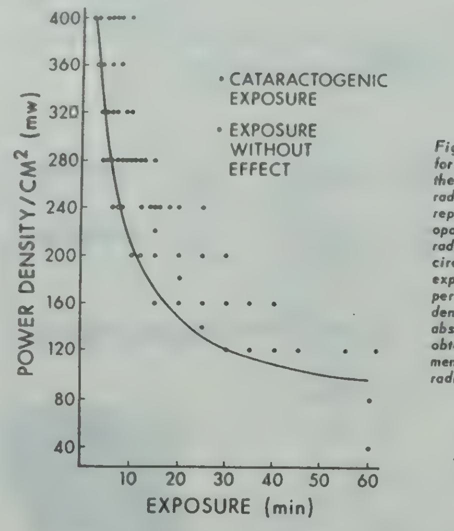


Fig. 4. Time and power thresholds for induction of lens opacities in the rabbit eye by single dose irradiation at 2.45 GHz. Solid circles represent irradiations which induced opacities; open circles represent irradiations without effect. Each circle may represent a number of experiments; altogether, 140 experiments are represented. Power densities do not denote power absorbed by the eye but are values obtained by calorimetric measurements at the position of the irradiated eye.

CARPENTER, UMMERSEN
J. Microwave Power 3(1968)3

TABLE 1. A Comparison of Threshold Values for Microwave Cataractogenesis to Occur After a 30-Min Exposure at 2.45 GHz

Exposure condition	Power density (mW/cm²)	Source of information
Free field	246	Carpenter [1982] (private communications)
	260	Kramar et al [1978] approximated
Dielectric lens (2-cm focal spot)	295 (275—8% opacities) (295—67% opacities)	Carpenter et al [1975]
Waveguide	285	This report

Forster et al., Bioelectromag. 7(1986)129

2. BESCHÄDIGUNG VON HORNHAUT

000278

1985 FESTGESTELLT BEI 2,46Hz (KUES et. al.)
Es SIND NUR 10-15 % ENERGIE NÖTIG (BEZOGEN AUF THERMISCHE BESCHÄDIGUNG BEI KATARAKTBILDUNG) UM UNREVERSIBLE SCHADEN ZU BILDEN.

1990 TAKEO YOSHINO ZEIGT RESULTATE VON AMEMIYA (EMC Symp. Wroclaw '90) BEI 915 MHz.

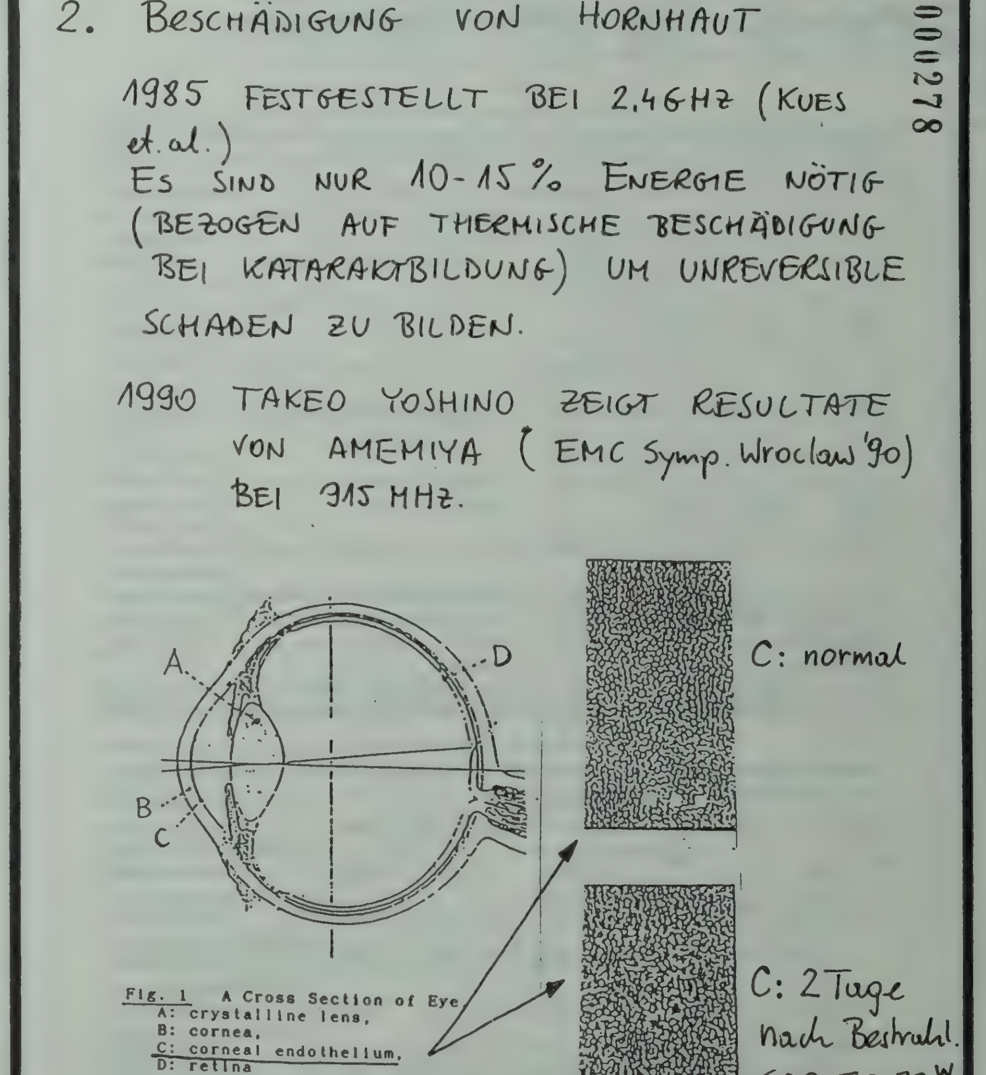


Fig. 1 A Cross Section of Eye
A: crystalline lens,
B: cornea,
C: corneal endothelium,
D: retina

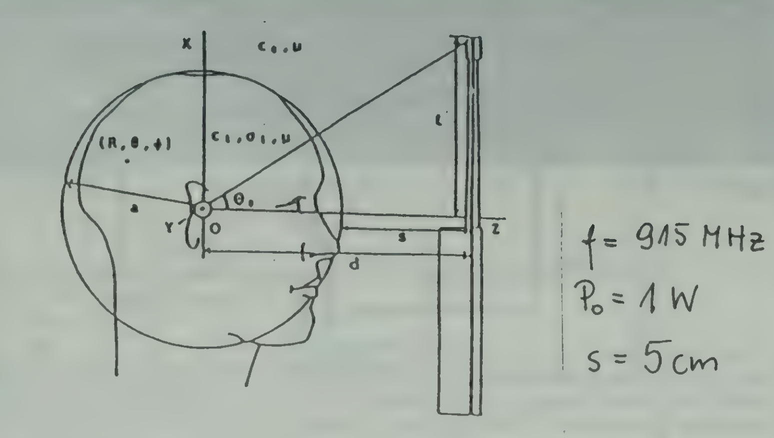


Fig. 5 A geometry of dummy model of human head for the calculation analysis.

$f = 915$ MHz
$P_o = 1$ W
$s = 5$ cm

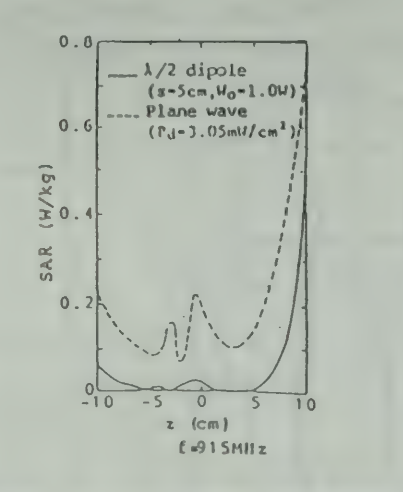


Fig. 6 The distribution characteristics of SAR on the Z axis.

SAR - Werte vergleichbar mit Werten von Kues !

VORSICHT !

AMEMIYA, Proc. Autm. Symp. IEICE, 1989

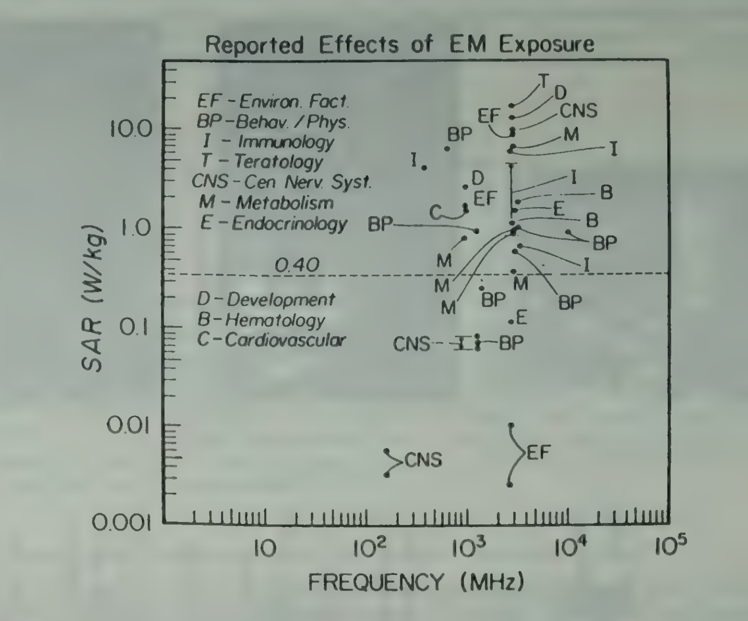


Figure 38 Reported biological effects as a function of average SAR and frequency

Osepchuk, Biol. Effects of Electromagnetic Radiation, 1983

ERGEBNISE EPIDEMIOLOGISCHER STUDIEN

S. MILHAM. Silent keys: leukemia mortality in Amateur Radio operators, Lancet 1 (1985) 812

2485 Todesfälle untersucht → erhöte Krebsrate bei "Berufsfunkern"

s. auch I.A. Schulman, QST, Oct 1989, p.31

Nardalert
Model 8840B

FEATURES

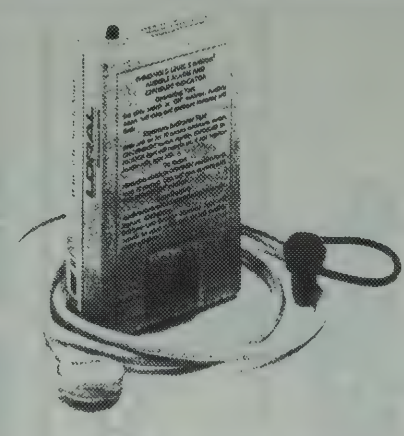
- Broadband 2-18 GHz
- Audible and Visual Alarm
- Unique "Wearable Design"
- Fail-safe
- 1 mW/cm² and 5 mW/cm² Versions Available

SPECIFICATIONS

Frequency Sensitivity 2.0-18 GHz	±1.5 dB
Half Power Beam Width	>120° (Vertical & Horizontal)
Alarm Threshold	5 mW/cm² (8840B-01: 1mW/cm²)
Temperature Range	-10° to +55° C
Ellipse Ratio	±.75 dB
True RMS Sensor	Independent of Polarization
Battery Sensitivity	<10% @7.5V Cutoff
Batteries	12V Alkaline, (Type 23) 1.5V Alkaline, (Type 392)
Size	3 ¾" x 2 ⅜" x 1"
Accessory Supplied	Ear plug (for high noise environments)

Alarm Operation

	Audible	Visual
Turn on Test	1 sec. burst	LED Flash
Alarm	Continuous 1 sec. bursts, rep. rate increasing with level of exposure	LED On
Low Battery	Audible chirp every 40 sec. to continuous warble	—
Sensor Failure	Continuous Tone	—



The **Nardalert** Personal Monitor is pocket-sized. It is simply turned on and worn by those who work in a potentially hazardous area.

It's unobtrusive. No cumbersome equipment. No interruption of the job at hand. Just a revolutionary safety device that accurately detects RF radiation and sends out its warning the moment workers move into the danger zone.

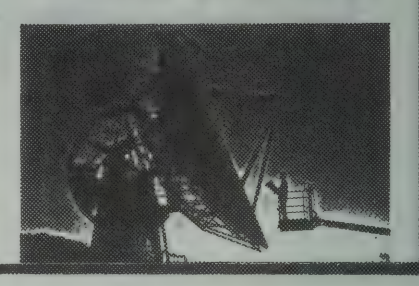
The unit will beep, the LED will flash—simultaneously—indicating a need to leave the area promptly.

The **Nardalert** Personal Monitor employs built-in-test (BIT) circuitry that verifies operation of the complete system each time it is turned on and includes a low battery warning when replacement is required.

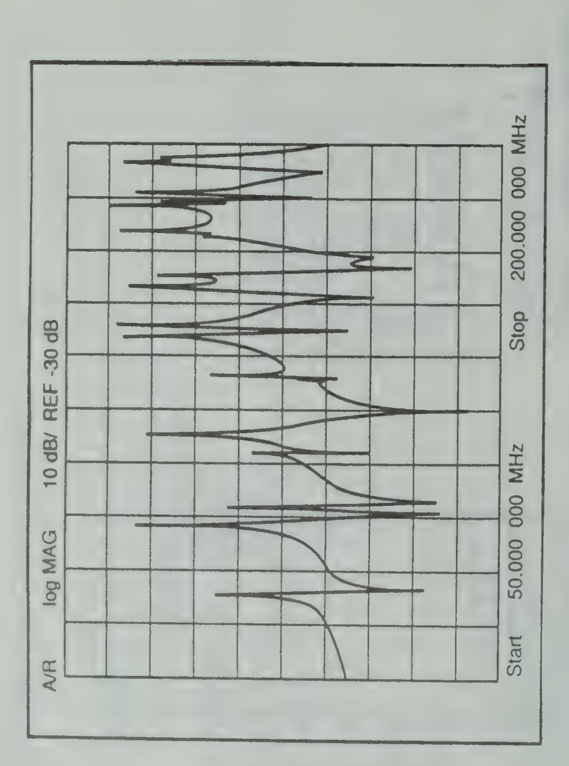
The critical design of the **Nardalert** allows the sensitive electronic circuitry to operate correctly while effectively "surrounded" by high level RF radiation. Consequently, the **Nardalert** produces no false alarms—inside or outside its specified frequency range.


Tower Maintenance

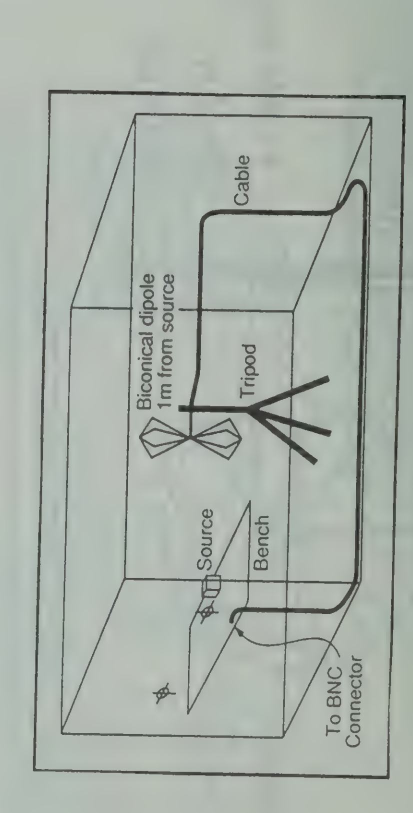

Flight-line Personnel



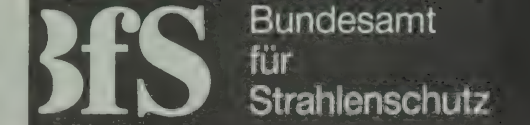
EIGENRESONANZEN VON RÄUMEN



FREQUENCY RESPONCE OF 2,4 x 2,4 x 4,8M SCREENED ROOM



DAVSON & MARTIN, PROC. EMC TECH. EXPO '91



Bundesamt für Strahlenschutz

19. Juni 1991 Infoblatt 3/91

Gesundheitsrisiken durch moderne Mobilfunkkommunikation?

Neben dem Ausbau der konventionellen Nachrichtendienste (Rundfunk, Fernsehen) befindet sich derzeit vor allem die Mobilfunkkommunikation in einer stürmischen Entwicklung. Zusätzlich zum nationalen C-Funknetz hat die europaweite Einführung eines digitalen D-Mobilfunknetzes und eines flächendeckenden Systems von dafür erforderlichen Versorgungsstationen begonnen. Es sind Befürchtungen laut geworden, daß die zunehmende Immission von Hochfrequenzstrahlung zu Gesundheitsrisiken führen könnte

Das Bundesamt für Strahlenschutz hat sich mit möglichen gesundheitlichen Auswirkungen der modernen Mobilfunktechnologie befaßt. In einem Fachgespräch mit Betreibern von Mobilfunknetzen, Herstellern von Mobilfunkgeräten, Vertretern des Bundesumweltministeriums, des Bundesministeriums für Post und Telekommunikation, Mitgliedern des Ausschusses "Nichtionisierende Strahlen" der Strahlenschutzkommission, sowie nationaler und internationaler Normungsgremien (DIN, CENELEC) und Vertretern des Europäischen Telekom-Standardisierungs-Instituts (ETSI) wurde darüber beraten, wie mögliche gesundheitliche Risiken vermieden werden können.

Funkdienste und Geräte

Die wichtigsten derzeitigen und zukünftigen Mobilfunkdienste arbeiten mit unterschiedlichen Frequenzen und Geräteleistungen:

Funkdienst	Frequenz	Leistung	System
Autotelefon	um 450 MHz	Gerateklassen: < 25 W 5 W bis 8 W < 1 W	C-Netz
	890 MHz bis 960 MHz	< 20 W eingebaut < 8 W portabel < 2 W Handgerät	D-Netz
Schnurloses Telefon	800 MHz bis 1 GHz	typisch 10 mW	CT1, CT2, CT3
	1,88 GHz bis 1,96 GHz	typisch 10 mW	DECT
Personenruf		Empfangsgeräte	Eurosignal, Cityruf, PEP, ERMES
Bündelfunk	410 MHz bis 430 MHz	typisch < 1 W	CHEKKER
Betriebsfunk	verschiedene Frequenzen ab etwa 30 MHz	Leistungsklassen < 10 W < 1 W	
CB-Funk	um 27 MHz	< 4 W	Frequenz- oder Amplitudenmodulation
Mobile Satellitenkommunikation	um 1,6 GHz	typisch 100 W puls, 10 W effektiv	

Die Prognose aller Mobilfunkdienste für die Bundesrepublik Deutschland sieht etwa fünf Millionen Teilnehmer bis zum Jahre 1995 vor. Zum Betrieb der Mobilfunknetze sind eine große Anzahl (C-Netz 1 500, D-Netz 3 000) von Versorgungsstationen erforderlich, die mit größeren Leistungen (je nach Art des Netzes zwischen 6 W und 2 kW) betrieben werden.

Bewertung gesundheitlicher Risiken

Für die Abschätzung möglicher gesundheitlicher Risiken müssen die Auswirkungen der von den Mobilfunkgeräten bzw. von den Feststationen abgestrahlten Hochfrequenzstrahlung auf Mensch und Umwelt bewertet werden. Dabei stehen Probleme der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) und Wirkungen aufgrund der vom menschlichen Körper absorbierten Hochfrequenzenergie im Vordergrund.

Probleme der elektromagnetischen Verträglichkeit

EMV-Probleme betreffen Einflüsse der Hochfrequenzstrahlung auf andere Funkdienste, Funktionsbeeinflussungen elektrischer oder elektronischer Systeme in der Nähe der Sender (Datenverarbeitung, Elektronik im Auto, oder Einfluß auf moderne Flugzeugsteuerung) sowie von elektrischen oder elektronischen Implantaten (z.B. Herzschrittmacher). Die EMV-Problematik ist seit einigen Jahren bekannt und wird bereits in der Herstellungsphase berücksichtigt; trotzdem ist in Flugzeugen der Gebrauch von Mobilfunkgeräten verboten. Von europäischen Normungsgremien gemeinsam erarbeitete Prüfvorschriften werden ebenfalls zu einer sicheren Anwendung der Geräte beitragen. Aufgrund der zur Anwendung kommenden Frequenzen und Leistungen kann davon ausgegangen werden, daß eine Beeinflussung von implantierten Herzschrittmachern durch Mobilfunk unwahrscheinlich ist.

Wirkungen aufgrund der vom menschlichen Körper absorbierten Hochfrequenzenergie

Um bei intensiver Hochfrequenzbestrahlung biologische Wirkungen auszulösen (z.B. Wirkungen auf das zentrale Nervensystem, Verhaltensänderungen, Stoffwechselstörungen, grauer Star, unerwünschte Temperaturerhöhungen), müssen bestimmte Schwellenwerte der Energieabsorption überschritten werden. Diese können für verschiedene biologische Wirkungen quantitativ durch die spezifische Energieabsorption (in Joule pro kg Körpermasse), oder die spezifische Absorptionsrate (SAR-Wert in Watt pro kg Körpermasse, W/kg) angegeben werden. Nichtthermische Wirkungen, die von Relevanz für den Gesundheitsschutz sind, konnten bisher bei den hier zur Anwendung kommenden Frequenzen nicht identifiziert werden, jedoch besteht bezüglich niederfrequenter Amplitudenmodulation Forschungsbedarf. In internationalen Expertenkreisen (WHO; IRPA; ANSI) besteht heute Konsens darüber, daß zum Schutz der Bevölkerung eine Begrenzung der Energieabsorption erforderlich ist. Durch eine Begrenzung des zulässigen SAR-Wertes auf 0,08 W/kg gemittelt über den ganzen Körper und über 6-Minuten-Intervalle, kann ein vorbeugender Schutz der gesamten Bevölkerung sowie ein ausreichender Schutz für "kritische" Bevölkerungsgruppen (Personen mit reduzierter Thermoregulation, Kranke, Schwangere) erreicht werden. Dieser Wert, der einen großen Sicherheitsfaktor enthält, ist auch im Entwurf DIN-VDE 0848, Teil 2 "Sicherheit in elektromagnetischen Feldern" vom Januar 1991 neben anderen, für die Praxis erforderlichen Vorgaben, enthalten. Bei der Installation von Feststationen, z.B. auf dem Dach eines Verwaltungsgebäudes, darf dieser Ganzkörper-SAR-Wert von 0,08 W/kg, nicht überschritten werden. Dabei sind evtl. auftretende Hochfrequenzimmissionen aus anderen Quellen mit zu berücksichtigen.

Im Nahbereich der Sendeantenne eines Mobilfunkgerätes treten sehr inhomogene Energieabsorptionen im Körper auf. Die Größe und Verteilung des SAR-Wertes, z.B. im menschlichen Kopf, ist hierbei nicht nur von der Ausgangsleistung und der Frequenz des Gerätes, sondern auch vom Antennentyp, vom Abstand und der Position der Antenne zum Kopf und von der Betriebsart (z.B. die Dauer der Empfangs- und Sprechphasen) abhängig. Es muß gewährleistet sein, daß sich kein Körperteil oder Organ als Folge der Hochfrequenzabsorption um mehr als 0,5 °C bis 1 °C erwärmt. Wegen der fehlenden Blutzirkulation kann das Auge in diesem Fall als kritisches Organ betrachtet werden. Bei einer Begrenzung des Teilkörper-SAR-Wertes auf 100 mW pro 10 g Körpergewebe bleibt auch bei Hochfrequenzbestrahlung unter ungünstigen Bedingungen die Erwärmung überall unter 0,5 °C bis 1 °C.

Für die auf dem Markt befindlichen und zukünftig angebotenen Mobilfunkgeräte muß gewährleistet sein, daß der angegebene Teilkörper-SAR-Wert unter allen möglichen Betriebsbedingungen nicht überschritten wird. Gegebenenfalls sind in den Gebrauchsanleitungen Anweisungen für die richtige Handhabung aufzunehmen. Das BfS erinnert an die Produkthaftung und weist darauf hin, daß die genannten Basisgrenzwerte unter Berücksichtigung der Expositionsbedingungen rechnerisch ermittelt werden können; durch Verwendung von geeigneten Körperphantomen ist auch eine meßtechnische Bestimmung möglich.

In einer groben Abschätzung können Abstände zwischen der Antenne eines Mobilfunkgerätes und einer Person angegeben werden, die eine Gefährdung auch unter ungünstigen Betriebsbedingungen ausschließen. Bis zu einer Ausgangsleistung von etwa 0,5 W ist ein Mindestabstand zur Antenne aus strahlenhygienischer Sicht nicht erforderlich. Er sollte jedoch bei höherer Geräteleistung bis 8 Watt etwa 20 cm bis 50 cm und darüber hinausgehend bei Leistungen bis zu 20 W mindestens 1 m bis 2 m betragen

Carsten Vieland DJ 4 GC

000282

THERMISCHER LEISTUNGSMESSER MIT MEßKÖPFEN VON DC BIS 60 GHz

SPEKTRUMANALYSATOR FÜR DIE HOHLLEITERBÄNDER

Die Mikrowellenbänder auf 24 und 47GHz stellen zumindest für den Amateurfunk immer noch Neuland dar, dessen praktischer Nutzen sich erst langfristig bewerten läßt. Bislang leisten allenfalls wenige "tollkühne Männer mit ihren winzigen Dioden" respektable Pionierarbeit. Die rasante Bauteilentwicklung der letzten Jahre läßt jedoch derartige Projekte weder an den überhaupt verfügbaren Komponenten noch an deren Preis scheitern. Dieser Beitrag soll Hilfestellung geben zur meßtechnischen Erfassung der Elaborate aus OM-Bastelstuben. Es sei vorweggenommen, daß sich mit durchaus einfachen Mitteln die wesentlichen Dinge messen lassen. Zugleich möchte ich dem Gerücht entgegentreten, daß für die Erschließung der Hohlleiterbänder großflächige mechanische Werkstätten erforderlich sind. Eine Drehmaschine ist zwar immer hilfreich, jedoch keineswegs erforderlich.

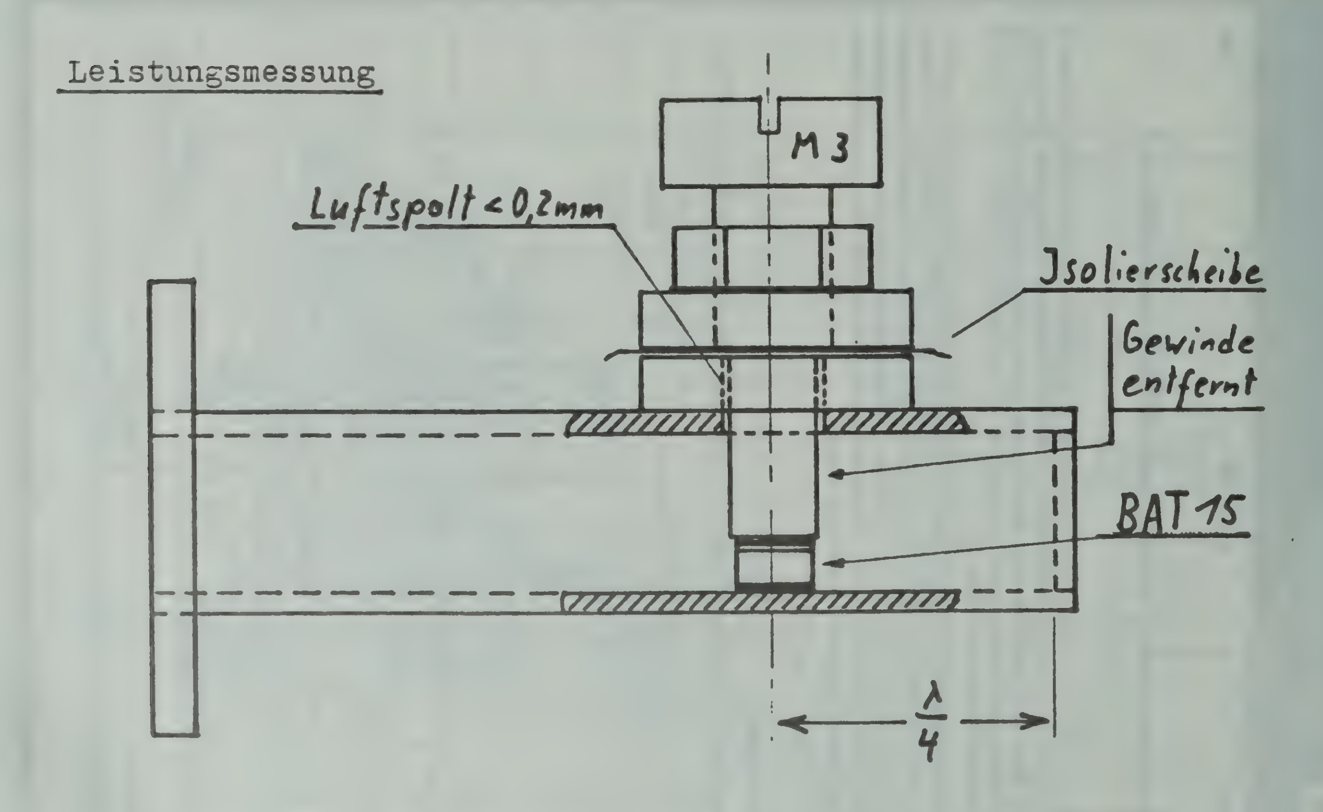
Empfängerschaltungen lassen sich zumindest relativ auf beste Empfindlichkeit hin optimieren. Bei Oszillator- und Senderaufbereitungen markieren zwei Dinge den Erfolg:

1) Ausgangsleistung

2) Spektrale Verteilung

Für 1) und wenn im Rahmen des Vortrages Zeit bleibt für 2) werden einfach zu realisierende Geräteausstattungen vorgestellt.

Leistungsmessung



Hohlleiter-Detektor mit Low-Barrier-Diode für 10, 24 oder 47 GHz

Für die Messung relativer Pegel haben sich von je her Diodenköpfe bewährt. Koaxiale Lösungen haben erfahrungsgemäß jedoch nur bis etwa 10GHz eine Realisierungschance. Hohlleiterdetektoren sind dagegen auch bei 47GHz noch aussichtsreiche Selbstbaukandidaten. Bei der Auswahl der Detektordiode stellte sich heraus, daß die Bauform wichtiger ist als die nominelle Frequenzangabe des Herstellers. Punktkontaktdioden (1 N 23, 1 N 26 o.ä.) haben interne selektive Anpassungen und können anders als Schottky-Dioden nur innerhalb eines Hohlleiterbandes verwendet werden. Im vorgestellten Detektorkopf für 47GHz (s. Bild) findet eine Low-Barrier-Diode BAT 15 von Siemens Verwendung. Obwohl es sich nur um eine X-Band-Diode handelt, hat der solchermaßen ausgestattete Meßkopf eine Nachweisgrenze von geschätzten -50dBm. (10nW) Über die Anpassung können allenfalls Vermutungen angestellt werden, scheint jedoch nicht so sehr schlecht zu sein.

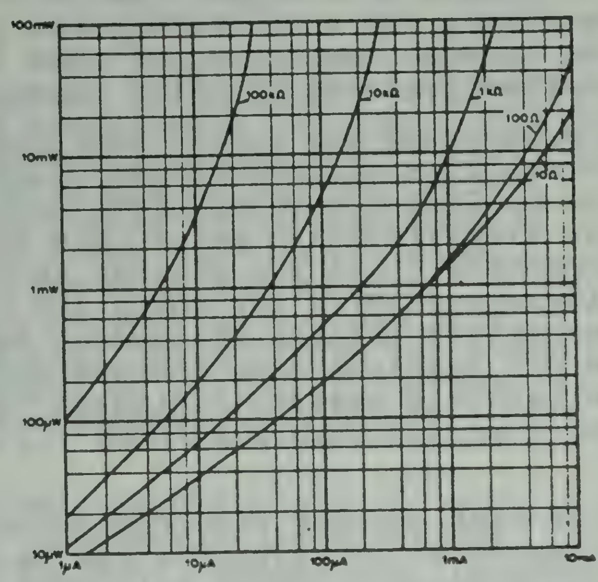


Fig 8.29. The approximate relationship between rf power input and dc output for a conventional point contact mixer diode for the specified total series resistance

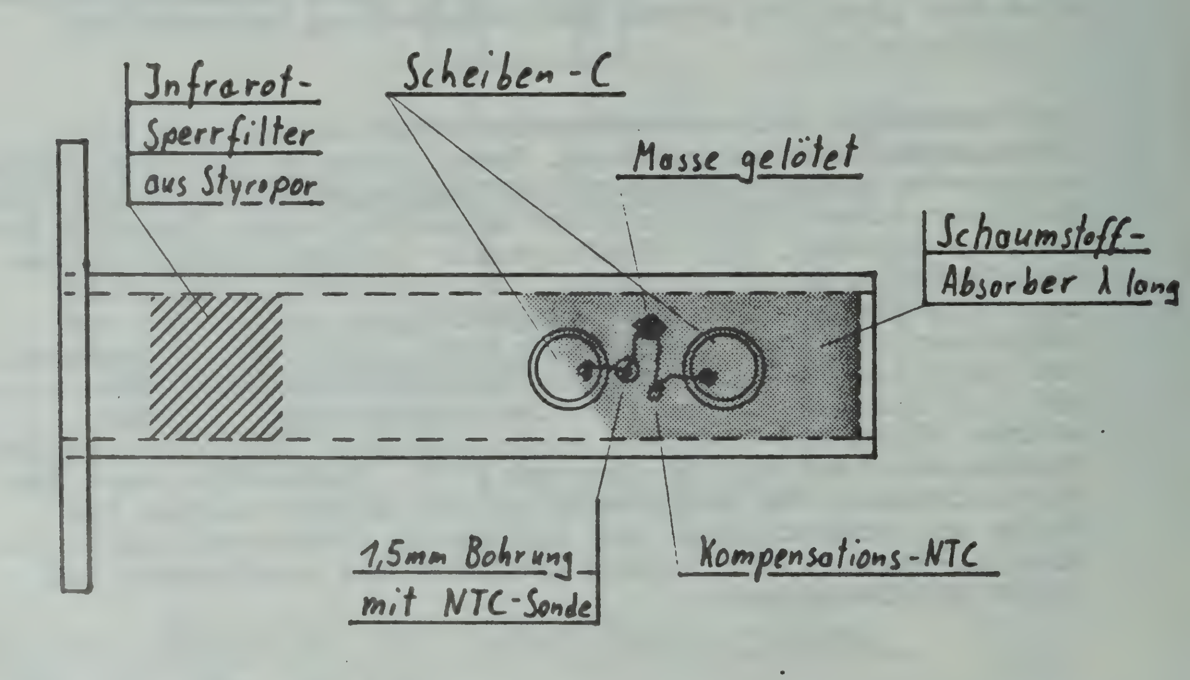
Zur Auswertung des Detektorsignals bietet sich z.B. ein logarithmierender Verstärker an. Er ermöglicht einen dB-linearen Anzeigebereich von immerhin ca 70dB. Zur Kalibrierung der Anzeige ist eine Referenzmessung erforderlich. Gewisse Anhaltswerte liefert das nebenstehende Diagramm. Es ist davon auszugehen, daß Low-Barrier-Schottky-Dioden sich amplitudenmäßig etwa wie Punktkontakt-Dioden verhalten. Ein Pegel von z.B. 0dBm dürfte bei allen Hohlleiterbändern etwa den gleichen Strom- Spannungsbetrag hervorrufen.

Das technisch sauberste Verfahren ist sicherlich die thermische Leistungsmessung. Dabei erzeugt die Hochfrequenzenergie an einem Absorberwiderstand eine Temperaturerhöhung, die über einen NTC-Widerstand abgefühlt wird (Prinzip des Thermokopplers). Ein nachfolgender Brücken-Meßverstärker treibt ein Anzeigeinstrument, das direkt in Milliwatt oder dBm geeicht ist. Bei sorgfältigem Aufbau ist das Verfahren bis ins X-Band anwendbar. In Aussicht genommen ist noch eine frequenzmäßige "High-End-Version" mit APC 3,5 Flanschstecker für Platinenmontage, 0,25mm starke RT-Duroid-Platine, einem nur gut "Beam-Lead-großen" Mikrowiderstand mit 50 Ohm und K 19 Mikro-NTC. Nach den Wunschträumen des Verfassers sollte dieser Aufbau bis 24GHz ein ordentliches SWR aufweisen. Trotzdem bleibt die Koaxial-Technik bei dieser Frequenz und erst recht bei 47GHz problematisch.

Auf der Basis der für den Energietransport auf diesen Bändern ohnehin besser geeigneten Hohlleiter bietet sich eine verblüffend einfache Lösung des Thermokopplers an. Dazu wird der hinten durch eine Abschlußplatte abgedichtete Hohlleiter mit einer Absorbermasse gestopft. Beim Auftreffen hochfrequenter Energie wird sie in diesem Wellensumpf in Wärme umgewandelt. Ein Mikro-NTC fühlt wie beim bisherigen Verfahren die Erwärmung ab und bewirkt eine Anzeige. Nach zahlreichen Versuchen offenbarte sich der für den Schutz von CMOS-IC's verwendete Leitschaum als ausgezeichnetes Material. Die hohe Verfügbarkeit, leichte Handhabbarkeit und äußerst geringe Masse sind optimale Randwerte für eine empfindliche und schnelle Anzeige.

Die Rezeptur für dieses Material scheint einer erstaunlichen Streubreite zu unterliegen. Nach den Erfahrungen des Verfassers ist möglichst niederohmiger Schaumstoff am besten geeignet. Zur Klassifikation werden die beiden Prüfspitzen eines Ohmmeters in ca 2cm Abstand in die Probe "gepiekt". Widerstandswerte von unter 10k lassen eine wirkungsvolle Absorption bereits bei kurzen Materiallängen erwarten. Ein leicht angeschrägter Schaumstoffabsorber von ca einer Wellenlänge bewirkt zumindest im X-Band eine Rückflußdämpfung von immerhin etwa 20dB (SWR 1,2).

Über eine Bohrung wird ein hochohmiger Mikro-NTC in den Schaumstoff praktiziert. Die am besten mit Heißluft auf die Hohlleiter-Flachseite gelöteten Scheiben-C's (1nF o.ä.) dienen der Abblockung und Zugentlastung. Ein zweiter NTC befindet sich auf der Außenseite des Hohlleiters eingebettet in Wärmeleitpaste und kompensiert in einer Brückenschaltung die Außentemperatur. Wegen der äußerst geringen Masse des Schaumstoffes ist dem Verfahren eine erstaunliche Empfindlichkeit zu eigen. Zur Überraschung aller an der gedanklichen Entwicklung Beteiligten ist die Grundempfindlichkeit etwa



Hohlleiter-Meßkopf zur thermischen Leistungsmessung

so hoch wie beim herkömmlichen Verfahren mit dem 50 Ohm Lastwiderstand (Chip-Bauform). Vollausschläge von 0,3mW ja 0,1mW sind damit erreichbar. Wegen der geringen Schaumstoffdichte und deren thermischen Isolierwirkung ist der Wärmefluß zum NTC schwächer, was eine längere Einlaufzeit zur Folge hat. Für den halben Anzeigewert benötigt der Meßwerkszeiger etwa 5 Sekunden. Der NTC-Körper und seine fragilen Anschlußdrähte werden zuvor in Zweikomponenten-Kleber getaucht und damit gegenüber dem Leitschaum isoliert.

Das Verfahren ist so breitbandig wie der jeweilige Hohlleitertyp. Etwa 20% unterhalb des Bandanfanges liegt die Cut-off-Frequenz. Sie stellt die Untergrenze für die Hohlleiterausbreitung vom niedrigsten Schwingungstyp (H10) dar. Der Typ R220 bzw WG 24 für 18 bis 24 GHz hat diese Grenzfrequenz bei etwa 15GHz. Niedrigere Frequenzen sind bereits nach wenigen Wellenlängen nicht mehr nachweisbar. Bei Sender- oder Oszillatoraufbereitungen können also keine Subharmonischen mitgemessen werden. Anders als beim 50 Ohm-Lastwiderstand kann das System jedoch nicht mit einer genau definierbaren Gleichstromleistung kalibriert werden. Für 47GHz steht solch ein Kalibriervorgang noch aus.

Aufgrund der bei steigender Frequenz (Hohlleiterband) mit der 3. Potenz geringer werdenden erforderlichen Masse des Leitschaums müßte die Empfindlichkeit mit steigender Frequenz immer höher werden! Unter der konservativen Annahme der gleichen Empfindlichkeit wie bei einem 24GHz-Meßkopf ließ sich aus einem 24GHz-Gunnoszillator (7mW) eine etwa 0,8mW starke Oberwelle auf 48GHz feststellen.

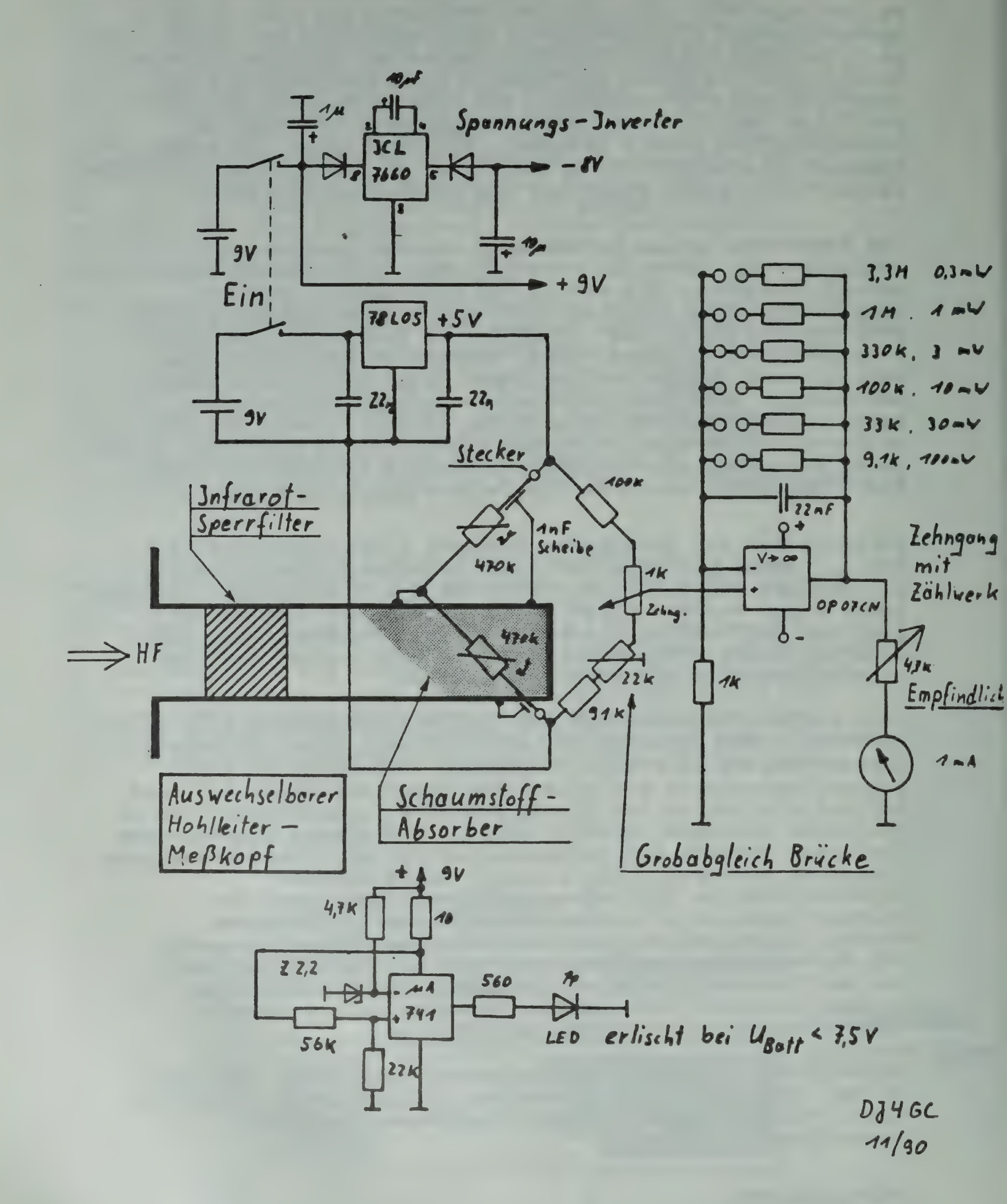
Eine weitere Besonderheit des Hohlleitermeßkopfes gilt es zu beachten! Der Schaumstoff läßt sich auch durch infrarote Wärmestrahlung in seiner Temperatur verändern. So kann erstaunlicherweise der Anteil der Strahlungswärme der Hand, der auf die Hohlleiteröffnung entfällt, unmittelbar etwa in Milliwatt vermessen werden. Abhilfe von diesem unerwarteten Übelstand schafft ein Infrarot-Sperrfilter. Diese dramatisch klingende Forderung läßt sich mit einem kleinen Styroporblock im Hohlleiter erfüllen. Dämpfungen des Mikrowellensignals konnten dadurch kaum nachgewiesen werden. Eigenartigerweise besteht dieser Leistungsmesser für die absoluten Pionierfrequenzen im Amateurfunk fast nur aus Massenartikeln vom Baumarkt. Der Herstellungsprozess erinnert über gewisse Strecken an das Stopfen einer altertümlichen Vorderlader-Flinte.

Anstelle der schwer zu beschaffenden Hohlleiter für 48GHz (R 500 bzw WG 24) kann auch ein 5x2,5mm großer Schlitz in einen Messingkörper gefräßt und mit einem Deckblech abgeschlossen werden.

Meßverstärker

Zur Anzeigeverstärkung dienen die etwas modifizierten Schaltungen aus den bisherigen Veröffentlichungen zu diesem Thema. Da beide NTCs einseitig geerdet sind, muß der Anzeigeverstärker das auch zulassen. Es wurde ein Grundgerät aufgebaut, an das unterschiedliche Meßköpfe über

Thermischer Leistungsmesser für die Hohlleiterbänder

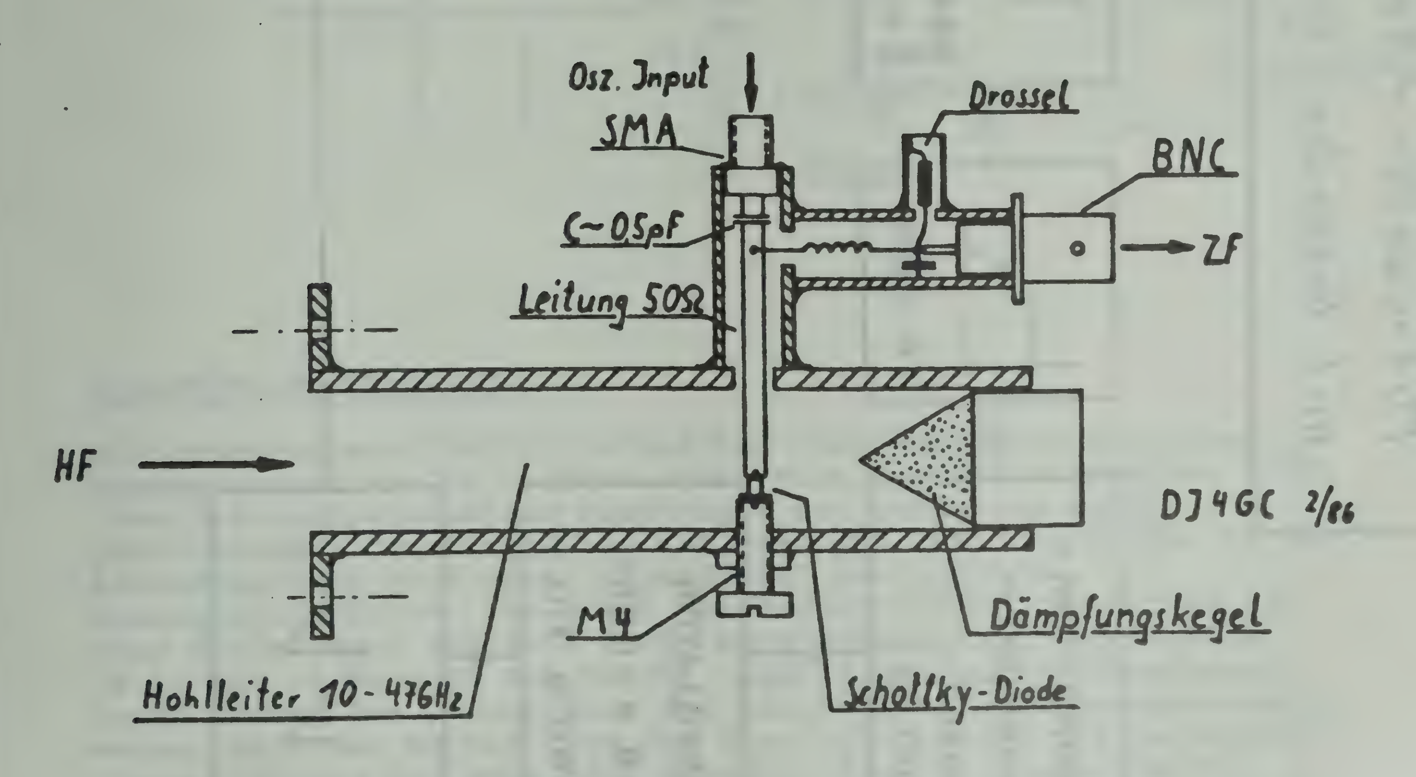


DJ4GC
11/90

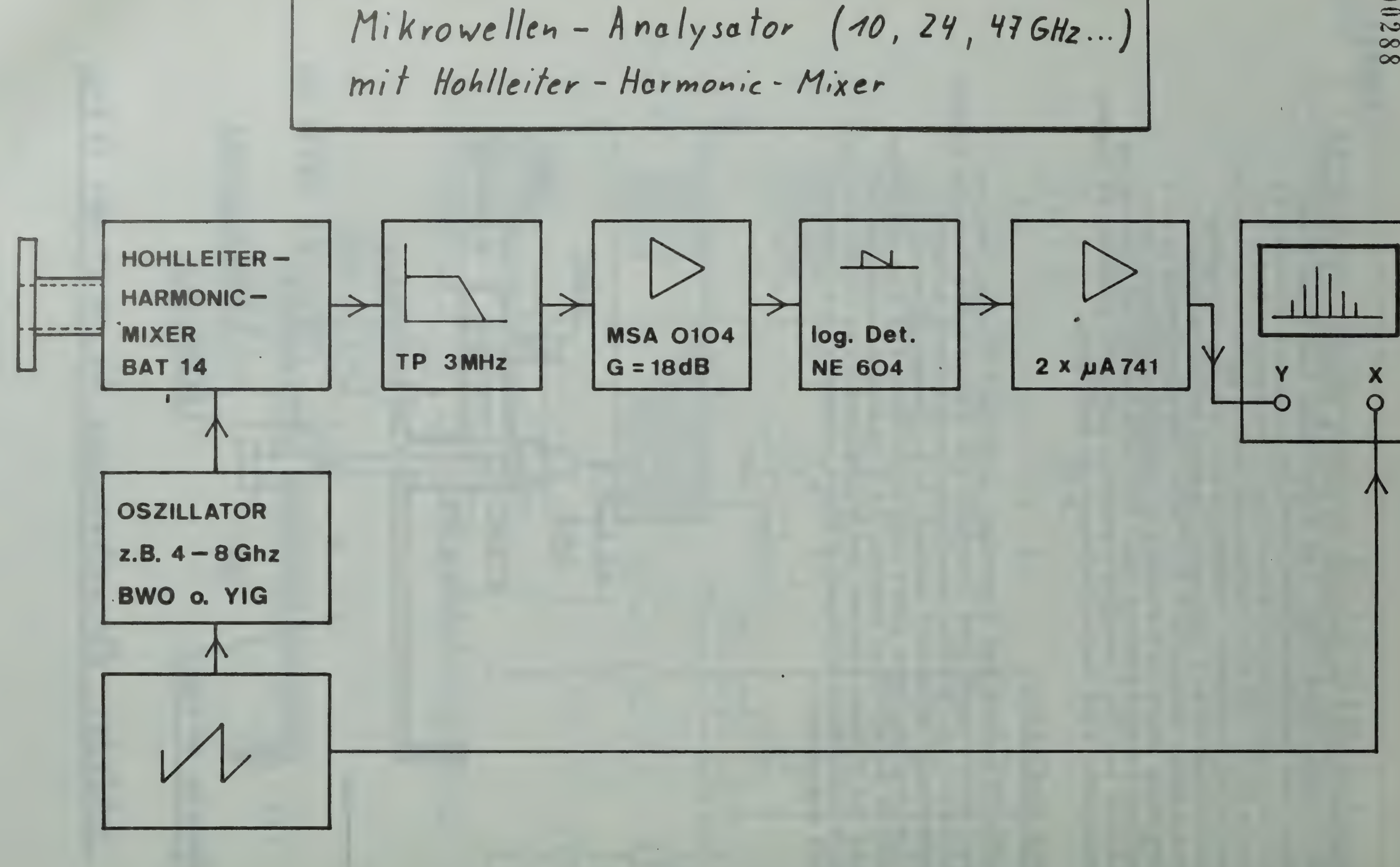
Steckverbinder angeschlossen werden können. Zur sauberen Nullpunkt-Einstellung ist abweichend vom Schaltplan neben dem Zehngang-Grobeinsteller noch ein Feinregler mit sehr geringer Offset-Wirkung vorhanden, der die Einstellung für die empfindlichsten Bereiche erleichtert. Dem Anzeige-Meßwerk vorgeschaltet ist ein Zehngang-Potentiometer mit Zählwerk. Dessen hohe Wiederkehrgenauigkeit ermöglicht für jeden externen Meßkopf die Zuweisung eines dreistelligen Korrekturfaktors. Der Empfindlichkeitsumfang kann für Vollausschlag über einen Bereich von 20:1 variiert werden. Zur Zeit gehören zu diesem Grundgerät fünf verschiedenartige Meßköpfe.

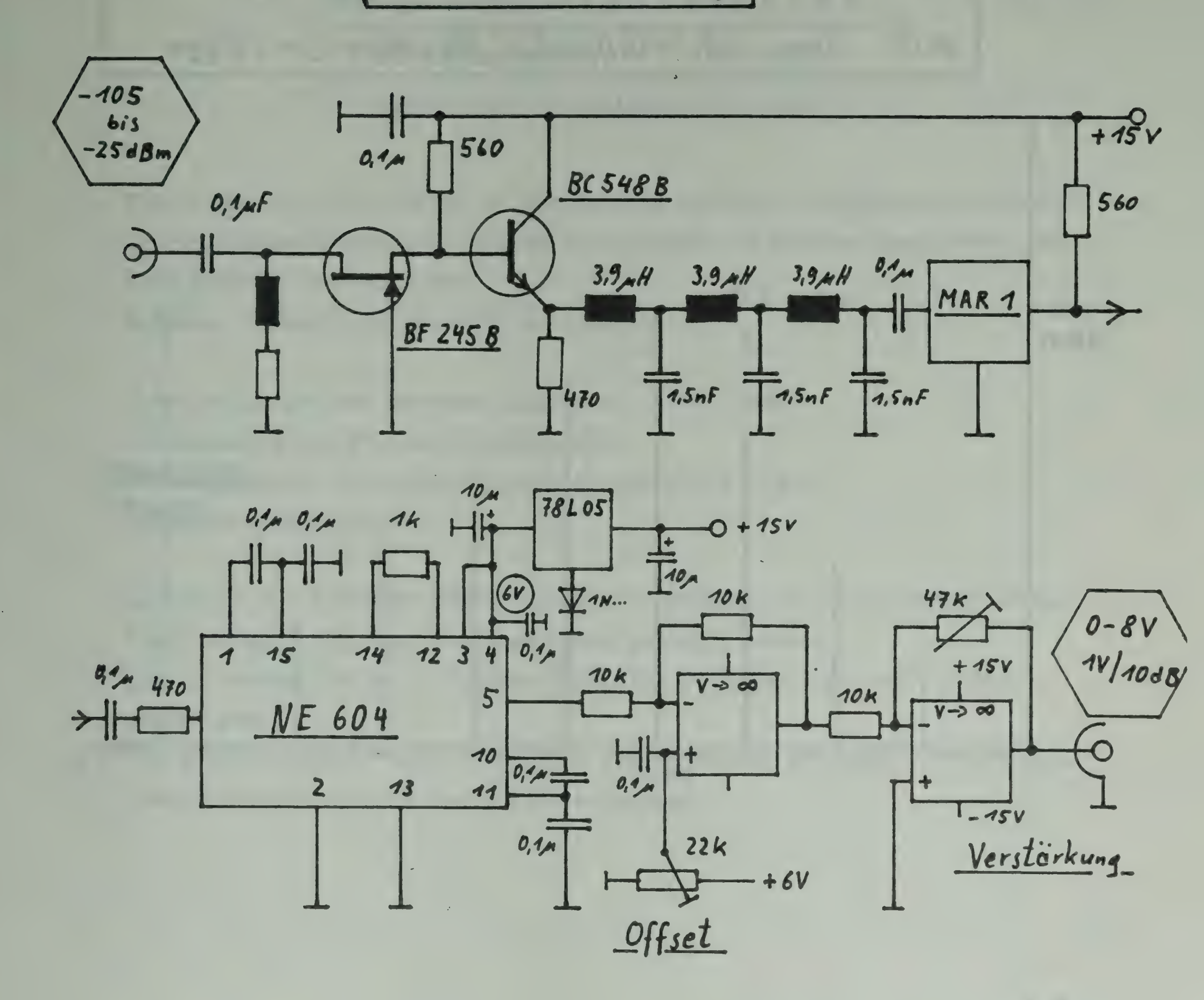
Spektrumanalyse

Falls im Rahmen des Vortrages noch Zeit bleibt, sollen zwei unterschiedliche Konzepte zum Betrieb des bereits früher vorgestellten Hohlleiter-Oberwellenmischers mitsamt Ergebnissen erläutert werden. Mit diesem universellen Prinzipaufbau kann jedes Hohlleiterband für die Spektrumanalyse aufbereitet werden. Im K-Band (18 - 26GHz) läßt sich mit diesem Mischer und einem variablen Oszillator auf einer Subharmonischen eine Anzeigedynamik von immerhin 70dB erzielen.



Hohlleiter - Oberwellenmischer für 10, 24 oder 47 GHz


Mikrowellen - Analysator (10, 24, 47 GHz...)
mit Hohlleiter - Harmonic - Mixer
HOHLLEITER – HARMONIC – MIXER
BAT 14
TP 3MHz
MSA 0104
G = 18dB
log. Det.
NE 604
2 x µA 741
Y
X
OSZILLATOR
z.B. 4 – 8 Ghz
BWO o. YIG
DJ4GC
1/91



SCHALTUNGSBESCHREIBUNG

Die beschriebenen Hohlleitermischer erzeugen einen maximalen Ausgangspegel von ca -25dBm. Die Dynamik erreicht maximal 80dB (vom Vervielfachungsgrad abhängig). Zur Anpassung an die Quellimpedanz der Mischdiode von etwa 300 Ohm dient (der in der Blockschaltung noch nicht enthaltene) zweistufige Eingangsverstärker. Ihm folgt ein dreistufiger L-C-Tiefpaß für eine Eckfrequenz von etwa 2MHz. Nach abermaliger Verstärkung (z.B. MAR 1) erzeugt der NE 604 eine Ausgangsgleichspannung, deren Betrag dem Logarithmus des hochfrequenten Eingangssignals entspricht. Der NE 614 ist die Low-Cost-Version mit geringerer Linearität und nur etwa 70dB Dynamik, die für diesen Zweck natürlich ebenfalls ausreicht. Gewisse Pegelanpassungen lassen sich mit der Dimensionierung des Widerstandes zwischen den Anschlüssen 14 und 12 (hier 1k) durchführen. Ein zweistufiger OP-Verstärker (Typ beliebig) gestattet die Einstellung eines zweckmäßigen Ausgangsspannungsbereiches.

000290

Transvertersignale (DF9LN) gemessen mit dem K-Band Harmonic-Mixer

P

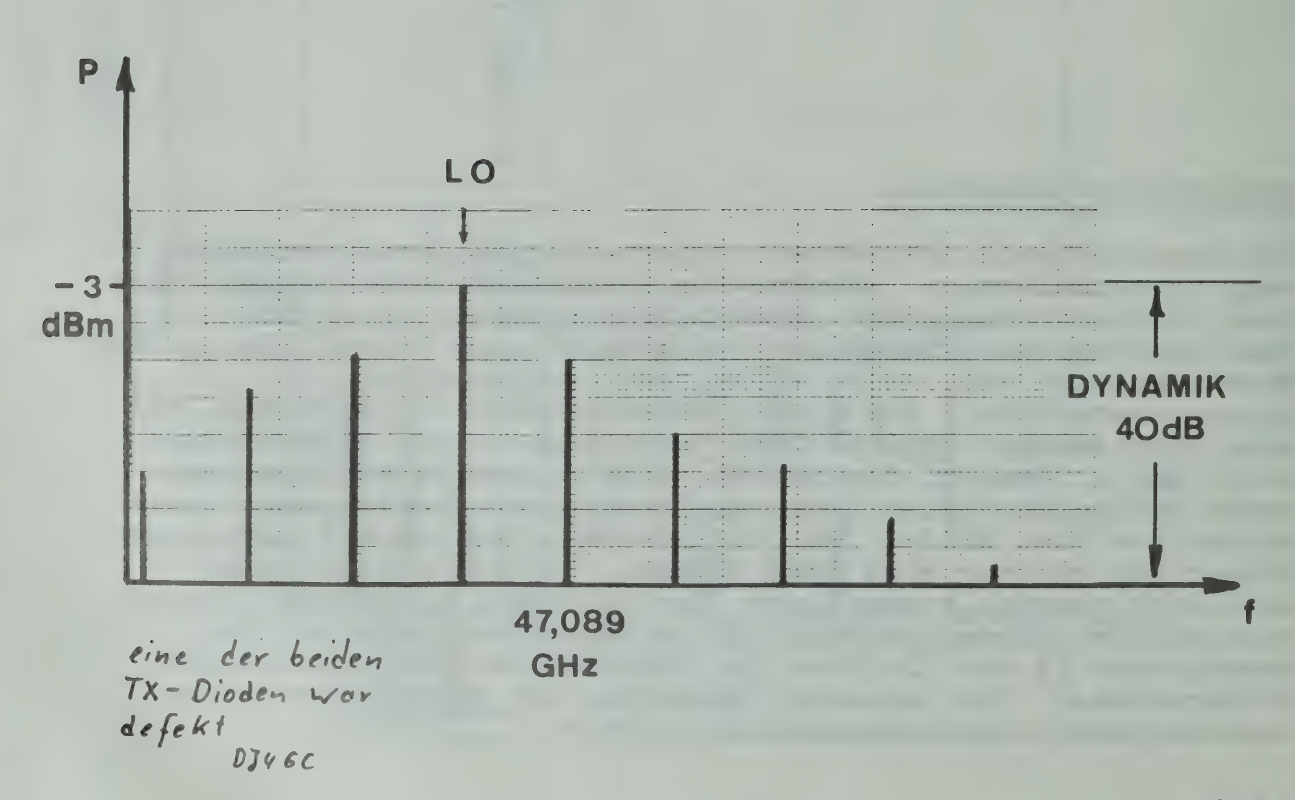
LO

15 dBm

DYNAMIK 70dB

24,12 GHz

f



"Diskussionsrunde M I K R O W E L L E N"

(Samstagnachmittag, 16°°, Musiksaal)

Moderation: D. Vollhardt, DL 3 NQ

Hier handelt es sich nicht um ein Referat oder eine Vorführung, sondern um ein Diskussionstreffen von OM's, die sich mit Mikrowellentechnik -von 23cm abwärts- beschäftigen.
Folgende Themen sind zunächst vorgesehen:

- Aktivität auf den Mirkowellenbändern - 1991/1992?
- Änderungen von Mikrowellenfrequenzen
- Maßnahmen zur Aktivitätsförderung speziell auf 3cm?
- Zukunftsperspektiven

Zu Beginn des Treffens können von den Teilnehmern weitere Wünsche formuliert werden, die dann zur Diskussion gestellt werden.
Ein Zeitrahmen bis zu 2 Stunden steht zur Verfügung, der voll genutzt werden kann.
Der gewählte Termin soll auch jenen die Teilnahme erlauben, die schon am Samstagnachmittag nach Hause fahren wollen.

Ernst C. Willert
DK 3 FF

Erfahrungen beim Aufbau und Betrieb von in der CQ-DL veröffentlichten Mikrowellen-Transvertern.

Einführung

In Gegensatz zu den sonst bei der Weinheimer UKW-Tagung üblichen Referaten ist es bei diesem Vortrag nicht möglich, detaillierte Ausarbeitungen für das Scriptum bereitzustellen da

--es sich um einen ausschließlich an Farbdias orientierten Vortrag handelt und

--die argestellten Selbstbaugeräte und deren Inbetriebnahme hinreichend in der CQ-DL beschrieben worden sind (siehe Überschrift).

Mit dem Vortrag soll bezweckt werden, daß

--es relativ einfach ist, Mikrowellenstationen mit bescheidenem Werkzeug und Meßmitteln erfolgreich aufzubauen,

--die in CQ-DL veröffentlichten Bauvorschläge nachbausicher sind und

--sich diejenigen angesprochen fühlen, die mit dem Selbstbau liebäugeln aber bisher aus Scheu vor der Klempnerei noch nicht den Einstieg gefunden haben.

Deswegen ist das Referat auch nicht so sehr für diejenigen geeignet, die bereits seit Jahren entscheidende Entwicklungsarbeit auf dem Sektor der Mikrowellentechnik geleistet haben. Es gilt, die Aktivität auf den "mittleren" Gigahertz-Frequenzen erheblich zu steigern, da wir unser Nutzungsrecht gegenüber BMPT/Telekom mehr und mehr verteidigen müssen. Es erscheint nunmehr schon fast schwieriger zu sein, das zu halten, was wir an Mikrowellenbändern haben, als einige KHz auf den langwelligen KW-Bändern hinzu zu bekommen.

Bleibt zu hoffen, daß sich ein möglichst großer Kreis von "Neulingen" angesprochen fühlt und zur Belebung die Bänder zwischen 1,2 und 10,0 GHz beiträgt.

Erfahrungen beim Aufbau und Betrieb von in der CQ-DL veröffentlichten Mikrowellen-Transvertern.

Teil I **Litertur**
Hinweise auf einen gewissen Grundstock an in- und ausländischer Fachliteratur, die dem UHF/SHF-Amateur zur Verfügung stehen sollte.

Teil II **Aufbau von Bausteinen** (CQ-DL 12/87 und 9/88)
--Oszillator
  *Schaltungsbeschreibung mit empfohlener Änderung der Spannungsteiler (DF9LN).
  *Erforderliche Bauteile
  *Bearbeitung der Platinen
  *Pufferverstärker (DJ9HO UHF-Unterlage Teil III, D.1.7.1)
--Sende-/Empfangsmischer
  *Genereller Aufbau
  *Herstellung der Filter
--9 cm Sendeverstärker

Teil III **Parabolspiegelantennen**
--Berechnung f und f/d bei unbekannten (Surplus-) Spiegeln
--Auslegung der Speisung

Teil IV **Stationsaufbau**
--Komplette 9 cm Station
--Komplette 6 cm Station, Erläuterung der Service-Freundlichkeit

Teil V **Test- und Meßgeräte**
--Div. HF-Meßköpfe bis 1,3 GHz (UKW-Berichte 1976/4)
--Selektivmessungen mit (Surplus-) Hohlraumresonatoren
--Leistungsmessungen (UKW-Berichte 1983/3)
--Erzeugung von Bakensignalen

Teil VI **Abgleichpraktiken**
--Kompensation von Streuwerten der Bauteile

Teil VII **End-/Leistungsverstärker**
--Röhrenverstärker ohne thermische Veränderungen (Scriptum Weinheimer UKW-Tagung 1987, DK3FF)

Teil VIII **Schnittstelle Transceiver (FT290)-Transverter**
--Austeuerung von Tranvertern ohne Eingrift in kommerzielle Kompakttransceiver (keine HF-Vox)

Teil IX **Portabler/Mobiler Einsatz**

Vorschlag
eines Kurztextes zur Veröffentlichung im Programmheft
der 36. UKW-Tagung

E. Willert, DK3FF Hörsaal...
"Erfahrung beim Aufbau und Betrieb von in der CQ-DL
veröffentlichten Mikrowellen-Transvertern."

Zeit:...

Mit diesem Dia-Vortrag soll dem Newcomer die Scheu wor dem Selbstbau genommen werden. Die Nachbausicherheit der in der CQ-DL veröffentlichten Transverter wird demonstriert. Der Vortrag ist weniger für Oldtimer der Mikrowellenszene geeignet.

Modularer Meßplatz-

HAM-Oszillator als Wobbeloszillator und Meßtransverter

Joachim Wollweber, DF5PY, Schillerplatz 18A, 6500 Mainz

Mit dem HAM-Oszillator (TR1), der mit dem MC1648 von Motorola aufgebaut ist, steht ein universeller Baustein zur Verfügung. Er kann als VCO und nach Ergänzung mit einem Sägezahngenerator, als Wobbeloszillator oder nach Erweiterung um PLL bzw. Ringmischer, als Meßtransverter eingesetzt werden.

Die Schwingfrequenz des Oszillators wird bei konstanter Betriebsspannung, durch die extern angelegte Induktivität und die Gesamtkapazität des Aufbaues bestimmt. Die Aufbaukapazität C_A besteht aus der Parallelschaltung der internen Kapazität C_I des Oszillators, der Eigenkapazität der Spule C_L und der Streukapazität C_S der Bauteile und der Verdrahtung.

Für Messzwecke benötigt man die Eigenwerte des jeweiligen Aufbaues. Diese ermittelt man durch Messungen mit einer bekannten Induktivität und definierten Kapazitäten. Der Oszillator des MC1648 schwingt solange sich eine galvanische Verbindung mit nicht zu hohem Widerstand zwischen Pin 10 und 12 des IC's befindet. Dies kann eine Drahtschleife oder auch ein Schalenkern sein. Nimmt der ohmsche Widerstand der Spule zu hohe Werte an, schwingt der Oszillator nicht an, ist instabil oder das Ausgangssignal wird unsymmetrisch mit gelegentlichen Schwingunspaketen.

Bei einem spannungsgesteuerten Oszillator mit Kapazitätsdiodenabstimmung wird die die Gesamtgüte weitgehend von der Güte der verwendeten Kapazitätsdioden bestimmt. Der reale Abstimmbereich des VCO's fmin/fmax ist durch Parallelschaltung der Aufbaukapazität C_A zu den Kapazitätsdioden kleiner, als der durch die Kapazitätsvariation der Dioden theoretisch möglich. Je größer die Aufbaukapazität desto kleiner wird die Frequenzvariation.

Der lineare Abstimmbereich (gleiche Kapazitätsänderung für gleiche Spannungänderung) ist nochmals kleiner, da je nach Kapazitätsdiode nur ein Teil der Kennlinie diese Forderung erfüllt. Je nach Anwendung sind geeignete Kapazitätsdioden auszuwählen die in Güte, Kapazität, Kapazitätsvariaton und Linearität den Anforderungen genügt.

Ein VCO kann im einfachsten Fall per Hand abgestimmt werden. Dazu wird die Abstimmspannung über einen Spannungsteiler den Kapazitätsdioden zugeführt. Zum feinfühligen Abstimmen bietet sich ein Mehrgangwendelpotentiometer an. Der Variationsbereich des Potentiome-

ters kann durch Vor- und Nachschalten weiterer Widerstände über Schalter auch eingeengt werden.

Sägezahngenerator:

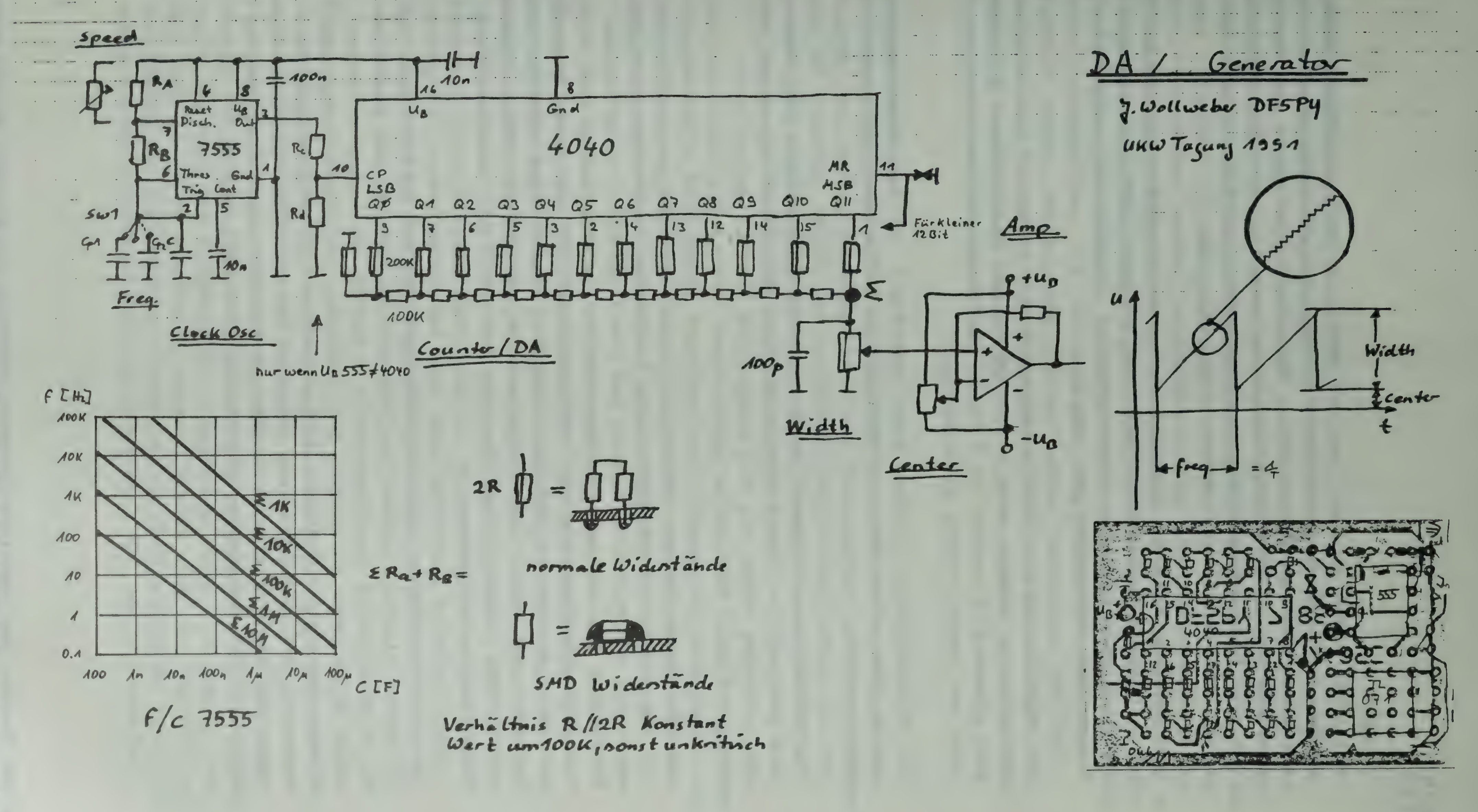
Zum automatischen Wobbeln, dem periodischen Durchstimmen des VCO's benötigt man eine Sägezahnspannung mit linearem Anstieg. Um die durch die Kennlinie der Kapazitätsdiode hervorgerufene Frequenzverwerfungen nicht unnötig zu verstärken. Für den einfachsten Generator kann ein Timer vom Typ 555 zweckentfremdet werden. Der frequenzbestimmende Kondensator wird über eine Konstantstromquelle aufgeladen. Erreicht die Spannung am Kondensator 2/3 der Versorgungsspannung, wird er wieder entladen, um bei Erreichen von 1/3 der Versorgungsspannung wieder geladen zu werden. Durch Pufferung der am Kondensator anliegenden Spannung hat man ein sägezahnähnliches Signal. Die Linearität eines so erzeugten Sägezahnes ist aber gering. Ein weiterer Nachteil ist daß der Sägezahn nicht längere Zeit zu Feinmessungen gestoppt werden kann.

Die durch derart einfache Sägezahngeneratoren hervorgerufenen Linearitätsfehler lassen sich durch Einsatz eines D/A-Wandlers weitgehend vermeiden. Dadurch ist

- die Linearität konstant und unabhängig von der Wobbelfrequenz
- die Wobbelfrequenz innerhalb weiter Frequenzbereiche variierbar
- Man kann sich an eine Frequenz herantasten um dann den Wobbeloszillator stoppen. Durch Vergleich mit manueller Abstimmung kann der interessante Bereich fein vermessen werden.

Der Wobbeloszillator ist in Abb.1 zu sehen. Er besteht aus einem 12 Bit R/2R-Netzwerk, einem Zähler zur Ansteuerung der einzelnen Bits und einem Taktoszillator. Über ein R/2R-Netzwerk werden die einzelnen Ausgänge des Zählers ihrer Wertigkeit gewichtet. Jeder der so aufeinander folgenden Ausgänge des Zählers liefert am Summenpunkt eine doppelt so hohe Spannung, wie der vorherige Ausgang. Der Zähler besitzt 4096 Schritte in denen bei einer Versorgungsspannung von 4.096V in Schritten a' 1mV der Sägezahn generiert wird. Die kleinste Schrittweite LSB (least Significant Bit) ist abhängig von der Referenzspannung (hier $U_B = U_{Ref}$) und der Größe des des Netzwerkes. Die Auflösung des Sägezahns ergibt sich zu LSB = $U_{Ref}/2^{12}$ = 4.096V/4096 = 1mV und erlaubt eine maximale Spannung von U_{Ref}-1LSB = 4.096V - 0.001V = 4.095V. Die Refernzspannung ist hier gleich mit der Betriebsspannung.

Die Linearität des Wandlers hängt von der Konstanz der Referenzspannung, den Spannungsquellen und Schaltern, und der Präzision des R/2R-Wandler Netzwerks ab. Der Vorteil des Netzwerkes liegt neben einer konstanten Impedanz und gleicher Belastung für alle Ausgänge.



DA / Generator
J. Wollweber DF5PY
UKW Tagung 1991
Speed
Freq.
Clock Osc
7555
4040
Counter / DA
Für kleiner 12 Bit
nur wenn UB 555≠4040
Amp
Width
Center
freq
2R
normale Widerstände
SMD Widerstände
Verhältnis R//2R Konstant
Wert um100K, sonst unkritisch
ΣRa+Rb=
f [Hz]
C [F]
f/C 7555

Weiterhin kommt es nicht auf den absoluten Wert der Widerstände, sondern nur auf das Verhältnis der Widerstandswerte untereinander an. Dabei benötigt man nur zwei Werte R und 2R. Nimmt man den Widerstand als 2R Wert, erhält man den R-Wert durch Parallelschaltung von zwei Widerständen. Wird der Widerstand als R-Wert verwendet erhält man den 2R-Wert durch Reihenschaltung.

Der Sägezahn kann am Summenpunkt hochohmig abgenommen werden. Mit einem Operationsverstärker wird der Sägezahn auf die benötigte Spannung verstärkt. Der Kondensator am Summenpunkt verhindert Spikes beim Umschalten der Zähler.

Die Wobbelbandbreite (Width) und damit die Amplitude kann über ein Potentiometer dessen Wert in der Größe des Widerstandes R liegen muß, eingestellt werden. Je kleiner die Amplitude desto kleiner wird der überstrichene Abstimmbereich.

Die Mittenfrequenz (Center) kann unabhängig von der Wobbelbandbreite, über einen Spannungsoffset beim Pufferverstärkers realisiert werden.

Die Wobbelfrequenz (Speed) wird durch die Taktfrequenz des Zählers bestimmt der den Zähler ansteuert. Die Taktfrequenz ist um die Auflösung höher als die eigentliche Wobbelfrequenz hier $f_{Wobbel} = f_{Osc} / 4096$.

Als Oszillator für die Taktfrequenz wird ein 7555 eingesetzt. Die für die gewünschte Wobbelfrequenz benötigten Werte für den Kondensator und die Widerstände sind aus dem Diagramm 1 zu entnehmen. Über einen Schalter mit neutraler Mittelstellung lassen sich 3 Frequenzbereiche auswählen. Durch Parallelschaltung eines Potentiometers zu R_A kann die Frequenz variiert werden kann. Die restlichen Kondensatoren dienen zum Abblocken des Oszillators, wodurch Spikes unterdrückt werden sollen, die sich sonst auf dem Ausgangssignal bemerkbar machen können.

Für die Widerstände des R/2R-Netzwerkes reichen 1% Werte aus. Es ist jedoch sinnvoll vorher die Widerstände auf extreme Ausreißer der Wertestreuung durchzumessen, als später einen solchen Widerstand im Netzwerk zu suchen. Das Ausmessen und Kompensieren der Widerstandswerte auf besser 0.1% erbrachte nur geringfügige Verbesserung der Linearität des Wandlers, da auch Schwankungen in den Ausgängen des IC`s sich bemerkbar machen. Für den Zähler sollten daher nur IC's nahmhafter Hersteller verwendet werden.

Pufferverstärker:

Zur Pufferung des Signales des HAM-Oszillators werden integrierte Verstärker eingesetzt. Diese gibt es für verschiedene Verstärkungs, Leistungs und Frequenzbereiche im Plastik und Metallgehäuse. In dem hier verwendeten Typ sind schon Koppelkondensatoren am Ein- und Aus gang vorhanden, so daß diese entfallen können. Soll der Verstärker nicht übersteuert werden ist gegebenenfalls ein Dämpfungsglied zur Reduzierung der Eingangsleistung notwendig um eine Übersteuerung zu vermeiden. Ein Metallgehäuse bietet gute Kühlmöglichkeiten am Weißblechgehäuse. Eine weitere Verbesserung der spektralen Reinheit ist durch Tiefpassfilter die vor (und) nach den Pufferverstärker geschaltet werden möglich. Der für den Aufbau verwendete GPD-402 stellt einen Vertreter dieser Verstärker dar. Er besitzt eine Verstärkung von 13dB bei einer Bandbreite von 1-600Mhz und einem Kompressionspunkt (1dB) von 6dBm.

Meßtransverter:

Mit einem PLL-stabilisierten VCO, Pufferverstärker und einem Ringmischer mit Anpassnetzwerken kann ein Transverter aufgebaut werden. den. OM J.Nestler, DK1OF, hat in (TR2) einen solchen Aufbau die Umsetzung des Kurzwellenbereiches auf das 2m Band beschrieben, der sich heute auf wenige Bauteile reduzieren läßt.

Sind die Baugruppen eines Transverters einzeln in Weißblechgehäusen untergebracht, kann durch Austausch von unpassenden Baugruppen das Gerät für den jeweiligen Bedarf angepasst werden. Dadurch erhält man die gewünschte Flexibilität gegenüber starren Aufbauten.

Neben dem HAM-Oszillator und dem Pufferverstärker ist noch ein Mischer notwendig. Für Frequenzen bis mehrere 10MHz lassen sich zwar stabile Oszillatoren aufbauen, die nach Verstärkung den Mischer ansteuern können. Darüber hinaus ist der Einsatz einer PLL sinnvoll mit der in Schritten der Oszillator gerastet wird. So können mehrere Freqeuenzbereiche mit einem Oszillator umgesetzt werden. Für Anwendungen, die eine hohe spektrale Reinheit erfordern, kann extern ein Signal zur Mischeransteuerung eingespeist werden.

Mischer:

Zum breitbandigen Mischen von Signalen bieten sich Ringmischer mit Shottky Dioden (DBM= Double Balanced Mixer) an. Diese sind innerhalb weiter Frequenzbereiche brauchbar, wenn alle Eingänge breitbandig mit 50 Ohm abgeschlossen sind. Im einfachsten Fall kann dies durch Abschluß der Eingänge mit Dämpfungsgliedern realisiert werden. Soll ein Band terminiert werden bietet sich ein Diplexer an. Im einfachsten Fall besteht dieser wie in (TR2) aus einem Parallelschwingkreis und einem Abschlußwiderstand. Will man größere Be-

reiche ein-auskoppeln bieten sich Hochpass/Tiefpass Kombinationenen an, bei denen man wahlweise den nichtgewünschten Bereich mit einem Widerstand terminiert.

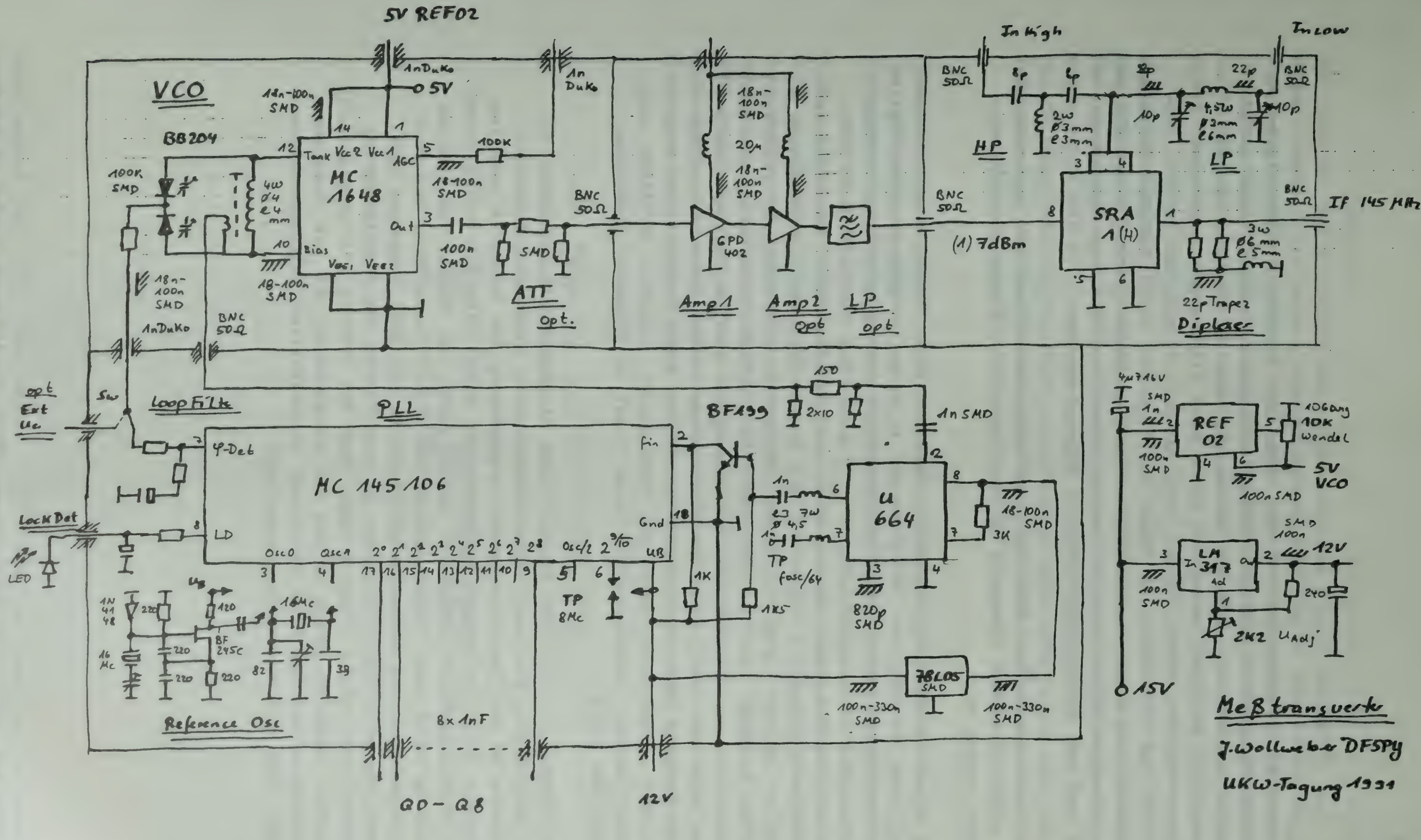
Als Mischer wird ein Double Balanced Shottky Dioden Ringmischer eingesetzt. Diese sind in verschiedenen Güte-Klassen und Gehäuseformen erhältlich. Ein DBM hat drei Eingänge, die alle über den gesamten Arbeitsfrequenzbereich mit 50 Ohm abgeschlossen sein müssen. Der Eingang muß nicht nur für den Nutzfrequenzbereich, sondern auch für die entstehenden Mischprodukte terminiert werden.

Die Eingänge können wahlweise auch als Ausgänge verwendet werden, wobei zwei von ihnen identische Eigenschaften haben. Ihre untere Grenzfrequenz ist eine charakteristische Eigenschaft des jeweiligen Mischers. Je nach Typ liegt die untere Grenzfrequenz für diese Eingänge bei wenigen 10KHz bis zu einigen MHz. Der dritte Eingang der normalerweise als Oszillator-Eingang verwendet wird, geht von DC bis zur maximalen Grenzfrequenz die für alle drei Eingänge gleich ist. Mischer mit einer niedrigeren Minimalfrequenz haben auch eine niedrigere Grenzfrequenz, wodurch Typen mit mehreren GHz Grenzfrequenz die Eingange 1 und 2 bei einigen MHz liegt. Soll der Mischer wie im vorliegenden Fall einen Eingang mit 0Mhz haben, kann der Oszillator Eingang (LO) mit einem der beiden anderen Eingänge vertauscht werden.

Ein DBM benötigt einen konstanten Oszillatorpegel unterhalb dessen eine einwandfreie Funktion nicht gegeben ist. Die notwendige Oszillatorleistung steigt mit der Güte des Mischers und liegt bei 7dBm, 17dBm oder 23dBm.

Die Terminierung erfolgt im einfachsten Fall über Dämpfungsglieder, wodurch unter Pegelverlust eine Breitbandige Anpassung erzielt wird. Soll nur ein relativ schmaler Frequenzbereich ausgekoppelt werden kan ein einfacher Diplexer verwendet werden. Der aus (TR2) übernommene Diplexer besteht aus einem 50 Ohm Abschlußwiderstand, der für den gewünschten 2m-Bereich mit einem Parallelschwingkreis abgekoppelt wird. Außerhalb des Resonanzbereiches Bereiches bleibt wirkt er als Abschluß. Für die breitbandige Anpassung kann dann eine Hoch Tiefpass Kombination eingesetzt werden, wobei der jeweils nicht verwendete Teil mit einem Widerstand abgeschlossen werden muß.

Hier wurde der SRA-1 (TR4) mit einem Oszillatorpegel von +7dBm verwendet. Der Oszillatoreingang ist für 0-500MHz und die beiden Mischeingänge 1 und 2 von 0.5-500MHz geeignet. Der SRA-1 existiert auch in einer Version für +1dBm Pegel dem SRA-1H, bei dem der 1db Kompressionspunkt bei 10db gegenüber 1dB beim SRA-1 liegt. Die Mischdämpfung liegt typisch bei 5.5dB.



5V REF02
VCO
BB204
MC 1648
ATT opt.
Amp1
Amp2 opt
LP opt
GPD 402
(1) 7dBm
In high
In low
HP
LP
SRA 1(H)
IF 145 MHz
Diplexer
Loop Filter
PLL
MC 145106
BF199
U 664
Reference Osc
78L05
REF 02
LM 317
Lock Det
LED
QO - Q8
12V
15V
Meßtransverter
J.Wollweber DF5PY
UKW-Tagung 1991

PLL:
Durch stabilisieren des VCO mit einer PLL können die benötigten Oszillatorfrequenzen erzeugt werden. Am einfachsten sind hier parallelprogramierte PLL-IC's von denen hier der in CB-Funk-Geräten oft verwendete MC145106 verwendet wird. Eine PLL besteht aus einer Phasenvergleichsstufe, in der zwei Signale verglichen werden. Entspricht das VCO-Signal in Phase und Frequenz nicht dem des Referenz signales wird ein Ausgangssignal erzeugt dessen Größe proportional zur Abweichung ist. Nach Filterung erhält man die Regelspannung, mit der der VCO an die Referenz angebunden ist.

Die Ausgangsspannung der PLL liegt zwischen 2V und 12V, wodurch die zu stabilisierende Frequenz im Abstimmbereich dieses Spannungsbereich liegen muß.

Mit einer Phasenvergleichsstufe wäre nur eine Frequenz stabilisierbar, Durch Teilung der VCO-Frequenz in einem programierbaren Teiler (9Bit max./511) können auch Vielfache der Referenzfrequenz erzeugt werden. Die Teilungsfaktoren 0 - 3 sind beim MC145106 nicht verfügbar. Die Referenzfrequenz wird nach Teilung durch 1024/2048 der Phasenvergleichstufe zugeführt. Die möglichen Ausgangsfrequenzen sind ein ganzzahliges Vielfaches der Referenzfrequenz. Im vorliegenden Beispiel wird aus den 16MHz des Referenzoszillators die Referenzfrequenz 15.625KHz. Da der PLL-IC nur wenige MHz verarbeiten kann wird das Oszillatorsignal mit einem Teiler durch 1:64 vorgeteilt wodurch sich die Abstimmschritte zu 64*15.625KHz= 1MHz ergeben. Der Aufbau kann damit für Frequenzen zwischen 30-511MHz verwendet werden, vorausgesetzt, diese liegt im linearen Abstimmbereich des VCO's.

Der Vorteiler U664 (Tfk) besitzt eine Eingangsempfindlichkeit von ca. 1mV/50 Ohm. Die Oszillatorfrequenz wird über eine Auskoppelschleife an der Oszillatorspule abgenommen. Die durch 64 geteilte Frequenz liegt an beiden Ausgängen an, wobei eine für einen externen Frequenzzähler verwendet werden kann. Das Signal des zweiten Ausgangs wird nach Pegelwandlung dem PLL-IC zugeführt, und dort weitergeteilt. Die Phasenvergleichsstufe hat zwei Ausgänge von denen die eine über Filterung im Loop-Filter die Regelspannung erzeugt. Der zweite Ausgang kann über ein zweites Filter als Lock-Detector Auskunft geben ob die PLL eingerastet ist. Die Frequenzeinstellung erfolgt über den binär eingestellten Teilungsfaktors binär (TR3) mit Hexadezimalschaltern.

Der VCO ist bei Änderung der LC-Beschaltung bis zu ca.300MHz verwendet werden. Die untere Grenzfrequenz wird durch den Vorteiler U664 auf ca.30MHz begrenzt, was durch Austausch gegen einen anderen Teiler reduziert werden kann. Der PLL-IC erlaubt die Programmierung von 4-511MHz bei entsprechender Änderung des VCO oder Nachschalten eines Frequenzverdopplers.

Stromversorgung:

Der VCO wird für ein sauberes Oszillatorsignal von dem rauscharmen Referenzspannungs IC REF-02 versorgt. Der Vorteiler U664 wird über einen 78L05 mit 5V versorgt. Die 12V Versorgungsspannung für den PLL-IC wird über einen LM317 stabilisiert. Beim LM317 kann die Ausgangsspannung auch auf andere Werte eingestellt werden.

(TR1) J.Wollweber, DF5PY, HAM-Oszillator zum modularen Meßplatz, UKW-Tagung 1990
(TR2) J.Nestler, DK1OF, Kurzwellenempfangskonverter für 2m-Empfänger, UKW-Berichte 1/76 S.35
(TR3) J.Wollweber, DF5PY, Binärcodes im Amateurfunk, CQ-DL88/7/427
(TR4) Minicircuit SRA1 DBM Mixer
(TR5) Telefunken U664 1Ghz Prescaler /64
(TR6) Texas Instruments TLC 551 LinCMOS Timer
(TR7) Motorola MC145106 PLL Frequency Synthesizer
(TR8) Avantek Miniatur HF-Verstärker GPD
(TR9) Precission Monolithics Incorporated REF-02 Voltage Reference

Viel Spaß in Weinheim

vy 73 Joachim

000304

Einführung in die Tabellenkalkulation

von Klaus Zielski, DF7FB

Lotus 1-2-3

Unter einer Textverarbeitung können sich die meisten etwas vorstellen, auch ein Grafikprogramm gibt im allgemeinen keine Rätsel auf.

Jedoch: **Was ist eine Tabellenkalkulation?**

Es ist eine Sofware-Gattung, die sich nicht so einfach von selbst erklärt. Das liegt mittelbar daran, daß sie erst durch das Aufkommen des Personal-Computers möglich wurde.

Eine Textverarbeitung ist im Prinzip eine komfortable Schreibmaschine, das Grafikprogramm ein elektronisches Zeichenbrett. Die Tabellenkalkulation jedoch ist gewissermaßen abstrakt. Das ist wohl auch der Grund, warum speziell bei uns die Verbreitung noch nicht so groß ist wie etwa bei den Textverarbeitungen.

Das Problem für Einsteiger ist, daß sie meist nicht wissen, was man damit machen kann. Dabei kann ein Spreadsheet, wie solche Programme im englischen genannt werden, viele, vorwiegend rechenintensive, Aufgaben vereinfachen.

Eine Tabellenkalkulation stellt man sich am besten wie ein großes Blatt Papier, das in Zeilen und Spalten unterteilt wird, vor. Dieses Blatt Papier wird jetzt mit einem Koordinatensystem versehen. Die Spalten (senkrecht) werden mit Buchstaben beziffert, die Zeilen (waagerecht) mit Zahlen. Die Schnittpunkte von Spalten und Zeilen nennt man Zellen.

Anhand des Koordinatensystems läßt sich jetzt jede Zelle exakt benennen. So heißt die erste Zelle im Blatt links oben A1, die rechts davon liegende B1, die darunter liegenden A2 bzw. B2 usw. Man kann sich vergleichsweise ein Schachbrett vorstellen, nur eben viel größer (siehe auch Bild 1).

Jede Zelle kann verschiedene Arten von Daten enthalten, wie Texte, Zahlen oder auch eine **"Formel"**. Wobei Formeln der Gag am ganzen Spreadsheet sind.

Bei der Tabellenkalkulation ist eine Formel die Anweisung, was mit dem Inhalt einer oder mehrerer Zellen geschehen soll. Angenommen, in den Zellen A1 bis A5 stehen Zahlen. Es läßt sich nun eine Formel schreiben, die diese fünf Zahlen addiert. Die Summe soll z.B. in Zelle A7 stehen. Also müßte man in die Zelle A7 die Formel **"+A1+A2+A3+A4+A5"** schreiben. Nach der Eingabe von Return erscheint das Ergebnis unmittelbar in Zelle A7.

A1: [W13] READY

	A	B	C	D	E	F	G
1			Kfz-Kostenberechnung		1991		
2			------------------------------				
3	Kostenart	Jan	Feb	Mär	Apr	Mai	Jun
4	Fixkosten						
5	-------------						
6	Kfz-Steuer	50	50	50	50	50	50
7	Versicherung	150	150	150	150	150	150
8	ADAC	20	20	20	20	20	20
9	Rücklage	310	310	310	310	310	310
10	Var. Kosten						
11	-------------						
12	Benzin	100	120	130	95	125	90
13	Oel	10	10	10	10	10	10
14	Waschen	25	35	12	25	29	11
15	Ersatzteile	20	10	20	15	10	0
16	Reparaturen	0	50	150	20	10	0
17	Inspektionen	0	0	0	0	0	0
18	TÜV	65	0	0	0	0	0
19	Summe	750	755	852	695	714	641
20	Gesamtsumme		4407				

07/29/91 20:57 NUM

Bild 1

Bei einer größeren Zahlenkolonne wird die Formel jedoch schnell ziemlich lang. Deswegen ist es besser mit sog. "Funktionen" zu arbeiten, denn diese wirken sich auf ganze Bereiche aus. Man gibt bei einer Funktion lediglich die erste und die letzte Zelle als Argument an.

Beim Tabellenkalkulationsprogramm Lotus 1-2-3 muß, um bei unserem letzten Beispiel zu bleiben, in Zelle A7 dann die Formel "@SUMME(A1..A5)" lauten. Der Bereich kann natürlich auch mehrere Spalten umfassen. Zum Beispiel die Zellen A1 bis D5. Man muß nur beachten, daß mit der ersten und letzten Zelle praktisch ein viereckiger Bereich beschrieben wird.

Die Befehlsfolge ist immer nach dem gleichen Schema aufgebaut: Eine Anweisung (@SUMME) gefolgt von einem Bereich (A1..A5). Vereinfacht gesagt: bilde die Summe der Inhalte aus den Zellen A1 bis A5. Das Ergebnis erscheint in der Zelle, in der auch die Formel steht, hier in A7.

Mit der Addition von einigen Zahlen ist eine Tabellenkalkulation natürlich kaum gefordert. Es gibt wenig, was mit einem Spreadsheet nicht berechnet werden könnte. Ein durchschnittliches Kalkulationsblatt bietet mehr als 80 Funktionen. Darunter findet man mathematische wie finanzmathematische Funkionen genauso, wie solche für statistische Auswertungen. Alle Funktionen können nach den gültigen Regeln der Mathematik verknüpft werden.

Was bisher angeführt wurde, läßt sich auch mittels Bleistift und Papier bzw. mit einem Taschenrechner erledigen, vielleicht nicht ganz so schnell. Es ist also kaum verwunderlich, daß ein Tabellenkalkulationsprogramm noch wesentlich mehr zu bieten hat.

Beispielsweise das Berechnen mehrerer Zahlenkolonnen. Nehmen wir an in einem Arbeitsblatt stehen zwölf Spalten mit Zahlen. Etwa die Kfz-Kostenberechnung 1991, wobei jede Spalte für einen Monat steht. Es wäre nun zweifelsohne recht mühsam, zwölfmal die gleiche Formel zu schreiben, um die Zahlen spaltenweise zu addieren (siehe auch Bild 1).

Lotus 1-2-3 bietet hier eine sehr einfache Lösung an: Man schreibt die Formel nur einmal in Zelle B19 und kopiert sie entsprechend oft in die restlichen Spalten. Der Gag dabei ist, daß die Bezüge automatisch aktualisiert werden. Das heißt wird die Formel zum Addieren der ersten Spalte "@SUMME(B6..B18)" in die zweite Spalte kopiert, so wird sie automatisch in "@SUMME(C6..C18)" umgewandelt.

Man nennt dies den relativen Zellenbezug, d.h. die Formel merkt sich in diesem Fall nicht "addiere die Zellen B6 bis B18", sondern "addiere die 13 Zellen, die über mir stehen". Natürlich kann man auch, falls erforderlich, einen absoluten Bezug herstellen.

Eine weitere Eigenschaft hebt ein Spreadsheet noch deutlicher über das Niveau von Bleistift, Papier und Taschenrechner. Wenn man man nur eine Zahl ändert, wird das gesamte Arbeitsblatt sofort neu berechnet.

Viele Spreadsheets wie auch Lotus 1-2-3 gehen noch einen Schritt weiter und bieten Funktionen zur "Was wäre-Wenn"-Analyse. Entscheidungen können so fast spielerisch erledigt werden.

Lotus 1-2-3 hat aber noch etwas mehr zu bieten, nämlich die Makros. Darunter versteht man eine Befehlsfolge, die auf einen bestimmten Tastendruck ausgeführt wird. So läßt sich viel Tipparbeit einsparen, weil sich immerwieder- kehrende Arbeitsabläufe damit auf einen einzigen Befehl reduzieren lassen.

Bleiben wir bei unserem Beispiel von oben: Zwölf Spalten, gefüllt mit Zahlen sollen regelmäßig spaltenweise aufaddiert werden. Also schreibt man ein Makro, das unter die erste Spalte eine Formel setzt, welche die Zahlen addiert und diese Formel weiter unter die anderen Spalten kopiert. Ab sofort reicht ein Tastendruck und schon sind die Ergebnisse vorhanden.

Lotus 1-2-3 geht aber noch etwas weiter. Es gibt auch einen Makrorecorder, der dem Anwender das Schreiben des Makros abnimmt. Auf einen Befehl hin wird dieser Recorder eingeschaltet und alle Tastatureingaben werden aufgezeichnet. Hat man den gewünschten Arbeitsvorgang beendet, wird der Recorder wieder abgeschaltet und das Makro ist fertig. Dieses kann dann noch beliebig editiert werden, um es auch an andere Aufgabengebiete anzupassen.

Lotus 1-2-3 besitzt sogar eine eigene Makrosprache, mit der programmiert werden kann. Schleifen fehlen da ebensowenig wie Verzweigungen zu anderen Makros bzw. Untermakros. Professionelle Software-Entwickler nutzen die moderne Makrosprache, um ganze Anwendungen zu programmieren. So weiß mancher Buchhalter garnicht, daß er im Prinzip mit einer Tabellenkalkulation arbeitet.

Die meisten Tabellenkalkulationsprogramme bestehen im Wesentlichen aus drei Teilen: Der Tabellenkalkulation selbst, einer Datenbank und einem Grafikprogramm. Daher kommt auch ursprünglich der Name 1-2-3, den die US-Firma Lotus Development für ihr Programm Lotus gewählt hat.

An die Datenbank darf man keine allzu großen Ansprüche stellen. Da sie auf der Tabellenkalkulation basiert ist sie in ihrer Leistung ziemlich eingeschränkt. Immerhin ist sie aber zum schnellen und einfachen Sortieren, z.B. von Rufzeichenlisten, Kontest-Dateien oder ähnlichem, sehr gut geeignet.

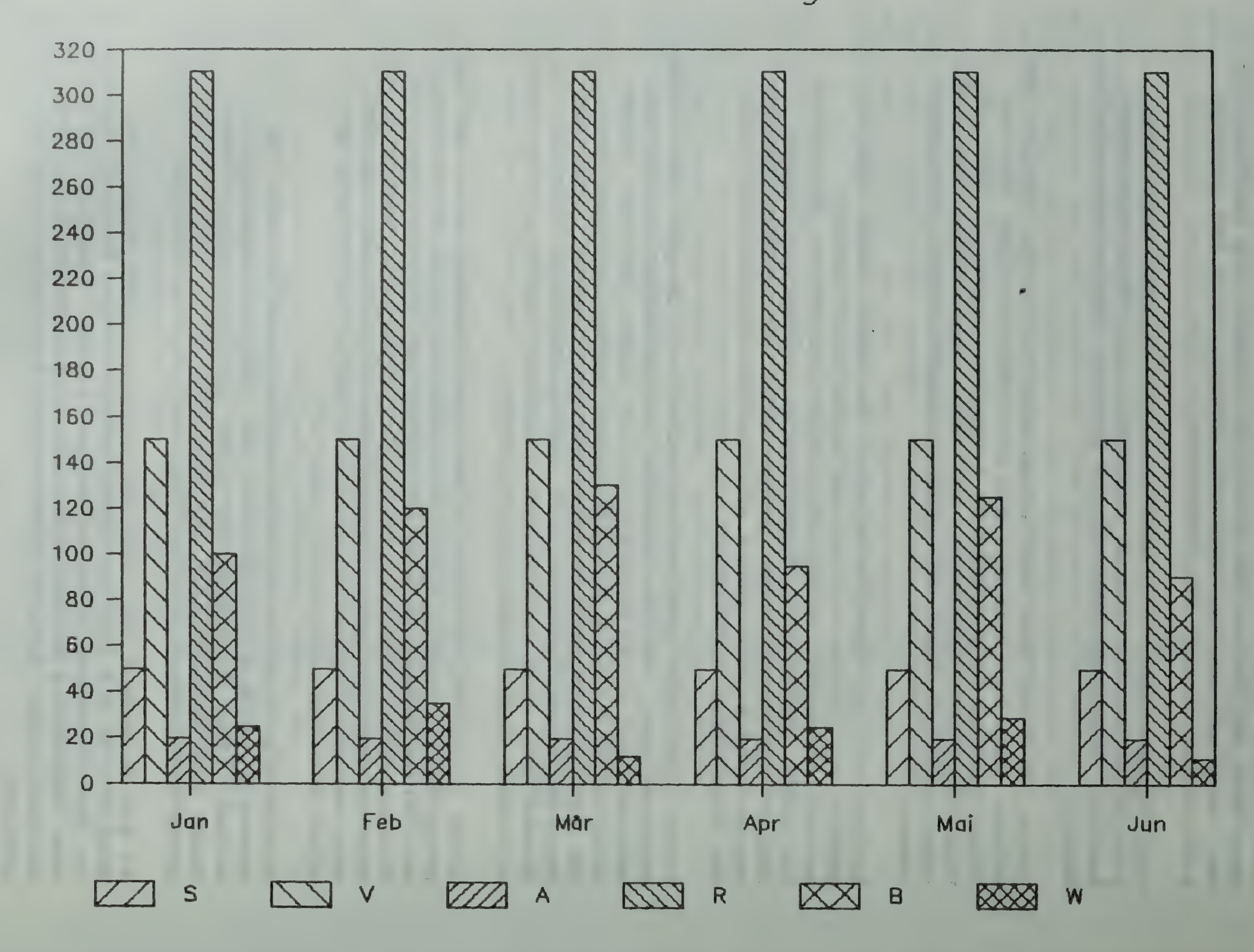

Kfz-Kostenberechnung 1991
in 100 DM
320
300
280
260
240
220
200
180
160
140
120
100
80
60
40
20
0
Jan
Feb
Mär
Apr
Mai
Jun
S
V
A
R
B
W

Bild 2

Besser sieht es im Fall des Grafikmodules aus. Hier bietet Lotus Leistungen, die mit herkömmlichen Geschäftsgrafik-programmen durchaus vergleichbar sind. Das reicht von dem Erstellen verschiedenen Grafiktypen, wie Tortendiagramm oder Histogramm, bis hin zu ausgefeilten Schriften, die in erstklassiger Qualität zu Papier gebracht werden. Damit kann man die kalkulierten Zahlen auch gleich entsprechend präsentieren (siehe auch Bild 2).

Durch die weltweit große Verbreitung von Lotus 1-2-3 ist auch der Datenaustausch, national und international, gewährleistet. Ferner bieten viele andere Programme mindestens die Möglichkeit, Lotus-Dateien zu lesen und zu schreiben, manche sogar die Lotus-Makros zu lesen.

Bei entsprechendem Interesse kann in separaten Vorträgen spezifisch auf die Datenbankfunktionen und das Grafikmodul und den daraus resultierenden Quasi-Standard eingegangen werden.

000310

Siegmar Henschel

Y 22 QN

S. Henschel, Y22QN

Frequenzbereichserweiterung von Prüfgeneratoren

In vielen "Amateurlabors" sind Prüfgeneratoren für den VHF-Bereich vorhanden. Infolge der zunehmenden Technik für den UHF-Bereich wäre eine Erweiterung für den 43o - 44o MHz-Bereich oder den 12oo - 13oo MHz-Bereich wünschenswert.

2 Lösungswege führen zum Erfolg.

Als erster eine Vervielfachung der Generatorfrequenz, wobei die Stabilität der Oszillatoren meist zu wünschen übrig läßt und eine Amplitudenregelung am Ausgang des Vervielfachers erfolgen muß. Um hinreichen kleine Pegel (µV-Bereich) einstellen zu können, sind die Abschirmmaßnahmen und ein geeigneter Dämpfungssteller erforderlich.

Der 2. Lösungsweg ist eine Mischung der Generatorfrequenz mit einem Oszillator.

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild.

Bei der Frequenzwahl für den Oszillator ist darauf zu achten, daß weder Oberwellen des Quarzoszillators noch des Prüfgenerators in das gewünschte neue Frequenzband fallen. Dieses Prinzip läßt sich, entsprechende Mischer vorausgesetzt, bis zum 13cm-Amateurband nutzen. Bei der Wahl der Quarzfrequenz sollte die höchstmögliche Frequenz genutzt werden. Die Übertragungskennlinie eines Diodenringmischers ist über einen großen Bereich linear, so daß die Ausgangsspannung, vermindert um den Betrag der Mischdämpfung, der Eingangs-

spannung entspricht. Damit erhält man einen geeichten Prüfgenerator für das UHF-Band.
D ie Amplitudenregelung erfolgt am geeichten Prüfgenerator. Die Frequenzkonstanz des Prüfgenerators verändert sich nicht, da keine Vervielfachung vorgenommen wird.
Im folgenden soll ein Beispiel für eine Erweiterung für das 7ocm-Amateurband (43o - 44o MHz) aufgezeigt werden.
Die Ausgangsleistung für den CO richtet sich nach dem verwendeten Mischer. Am besten haben sich für diesen Anwendungsfall Diodenringmischer bewährt. Sie benötigen eine Oszillatorleistung größer 5 mW. Um saubere Abschlußverhältnisse zu erreichen, muß der Mischer an allen Punkten mit seiner Nennimpedanz abgeschlossen sein. Gute Ergebnisse sind mit 3 dB Dämpfungsgliedern erreichbar, bei deren Aufbau sind jedoch die hohen Frequenzen zu beachten (in SMD-Technik ausführen).
Beim Muster wurde ein modifizierter Mischer nach (1) eingesetzt. Er besitzt im Frequenzbereich 4o -- 8oo MHz eine Mischdämpfung von 7 dB bei lo dBm Oszillatorleistung.
Für das 7ocm-Amateurband sind Mischerbausteine vom Typ IE 5oo o.ä. sehr gut geeignet. Beim Verfasser sind alle Baugruppen einzeln aufgebaut und mit Steckverbindern versehen, um sie auch für andere Meßaufgaben einsetzen zu können.
Bild 2 zeigt den Oszillatorbaustein.
Beim Muster würde ein 53,o MHz-Obertonquarz eingesetzt, dessen Kollektorkreis auf 53 MHz abgestimmt ist. Dadurch wird genügend Ansteuerleistung für die Verfünffacherstufe (VT2) erzeugt. Über ein Bandfilter

wird der Verdoppler (VT3) angesteuert, dessen Kollektorkreis auf 53o MHz abgestimmt ist. Das 53o MHz Ausgangssignal besitzt einen Pegel von etwa 4o µW (−13,5 dBm). Um diesen Baustein auch noch anderweitig einsetzen zu können, wurde als Verstärker ein Breitband-Antennenverstärker-Modul von KWH vom Typ 2712 eingesetzt. Dieser Verstärker wird mit lo dBm Ausgangsleistung an seiner oberen Leistungsgrenze betrieben, beim praktischen Betrieb konnten jedoch keine Nachteile festgestellt werden. Andere Breitbandverstärker mit etwa 2o - 25 dB Verstärkung und einer oberen Grenzfrequenz von größer 5oo MHz sind ebenfalls einsetzbar, (maximaler Ausgangspegel etwa 117 dBµV). Beim Muster ist der Verstärker über einen 2-poligen Miniaturschalter abschaltbar und getrennt verwendbar.

Für einen Quarzoszillator, welcher unterhalb des 7ocm-Bandes arbeitet und einen preiswerten 45,...MHz-Quarz verwendet, ist in Bild 3 eine erprobte Schaltung dargestellt. VT1 arbeitet als Oszillator auf dem gewünschten Oberton (45 MHz). VT2 und VT3 arbeiten als Verdreifacher. Die Endfrequenz (~ 4o5 MHz) wird über ein Bandfilter an den Linearverstärker (VT4) ausgekoppelt. Die erreichbare Ausgangsleistung ist größer lo mW und reicht zur Mischeransteuerung völlig aus: Die Generatorfrequenz liegt im vorliegenden Beispiel bei 25 - 35 MHz ($f_S=f_Q+f_G$). Bei so geringem Abstand der Generatorfrequenz ist beim Abgleich von Empfängern darauf zu achten, daß nicht auf die Spiegelfrequenz ($f_S=f_Q-f_G$) abgeglichen wird.

Dieses 2. Beispiel eines Quarzoszillators sollte nur die freie Wahl der Frequenzen beider Generatoren veranschaulichen. Die

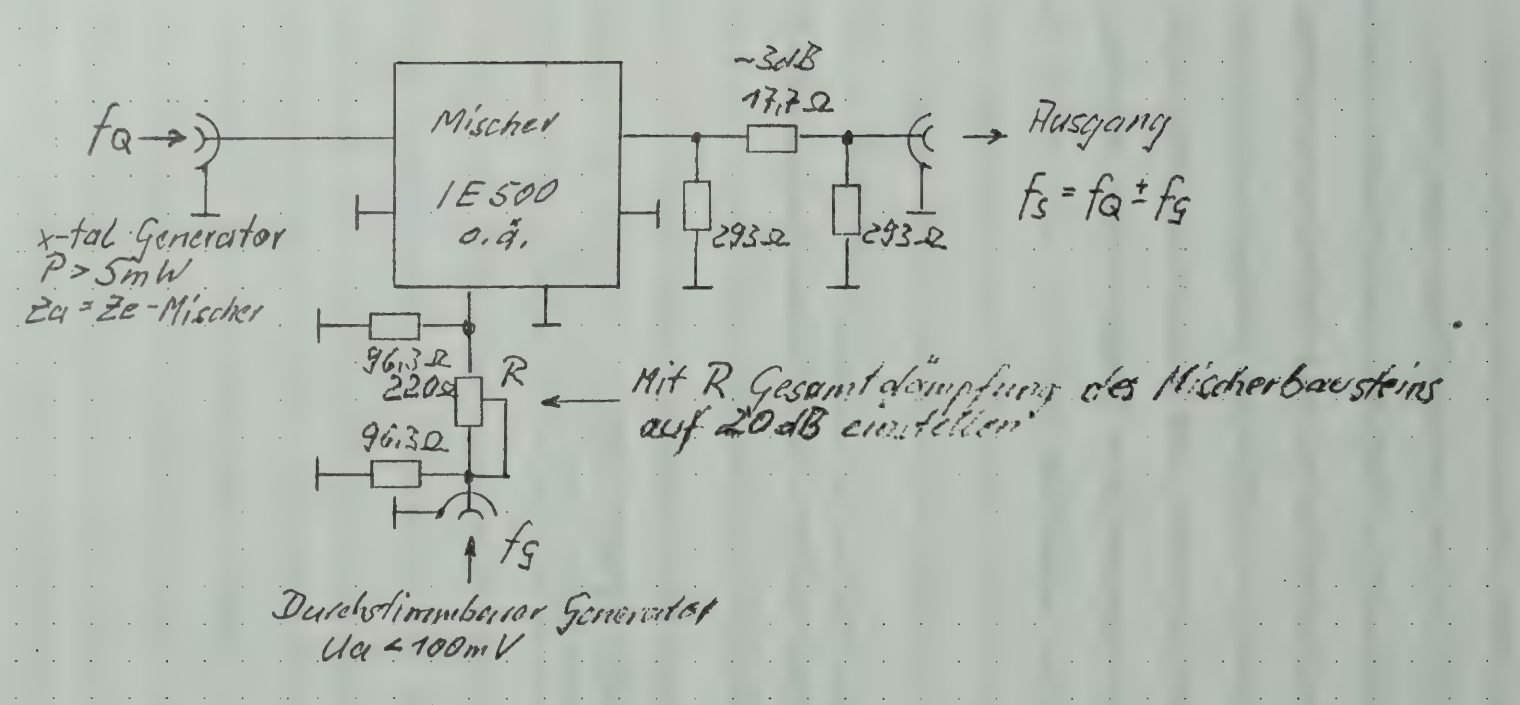
Frequenzwahl des Quarzgenerators wird sich nach dem verfügbaren durchstimmbaren Generator richten.
Beim Aufbau ist auf kürzeste Leitungsführung zu achten.

Die Oszillatorschaltung ist auf einer Leiterplatte 84o5 aufgebaut (siehe auch (2)). Die gesamte Baugruppe findet in einem Verstärker-Gehäuse Typ 3215 der geschirmten Breitbandantennenverstärkertechnik Platz. Die dort verwendeten Steckverbinder sind bis ca. 8oo MHz für Amateurzwecke verwendbar. Selbstverständlich wird auch dieser Baustein mit der im "Labor" üblichen Stecker-Norm ausgestattet werden, um Verbindungsprobleme zu vermeiden.

Literatur:

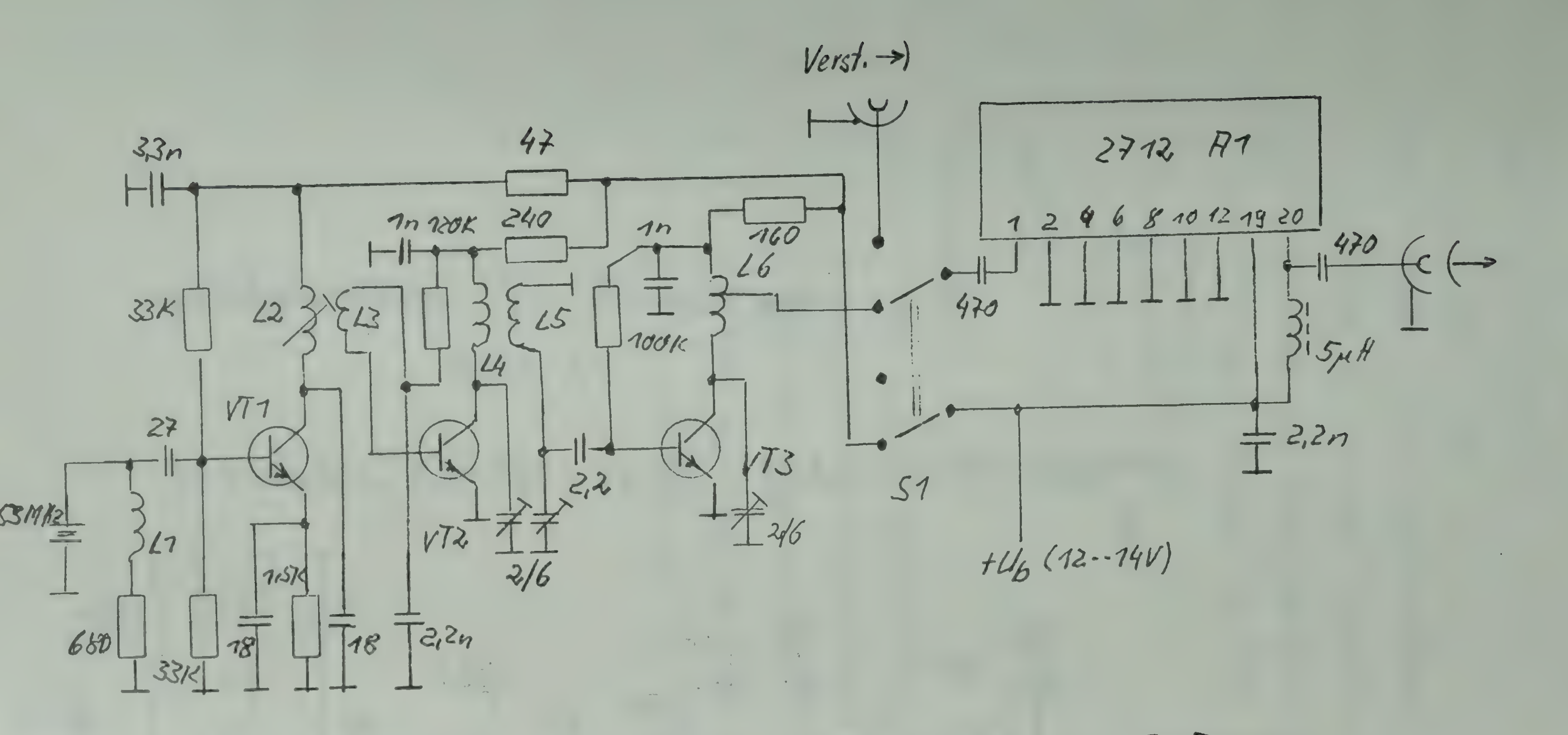
(1) Henschel, S.: Sende/Empfangs-Umsetzer
28 MHz/144 MHz in moderner Konzeption
FUNKAMATEUR 1988 H.6 S.297

(2) Henschel, S.: Gezogener Quarzoszillator für
UKW-FM-Transceiver
FUNKAMATEUR 1984 H.5 S.246



f_Q
x-tal Generator
P > 5mW
Za = Ze -Mischer
Mischer
IE 500
o.ä.
~3dB
17,7 Ω
293 Ω
293 Ω
Ausgang
$f_S = f_Q \pm f_G$
96,3 Ω
220 Ω
R
96,3 Ω
f_G
Mit R Gesamtdämpfung des Mischerbausteins
auf 20 dB einstellen
Durchstimmbarer Generator
Ua < 100mV

Bild 1

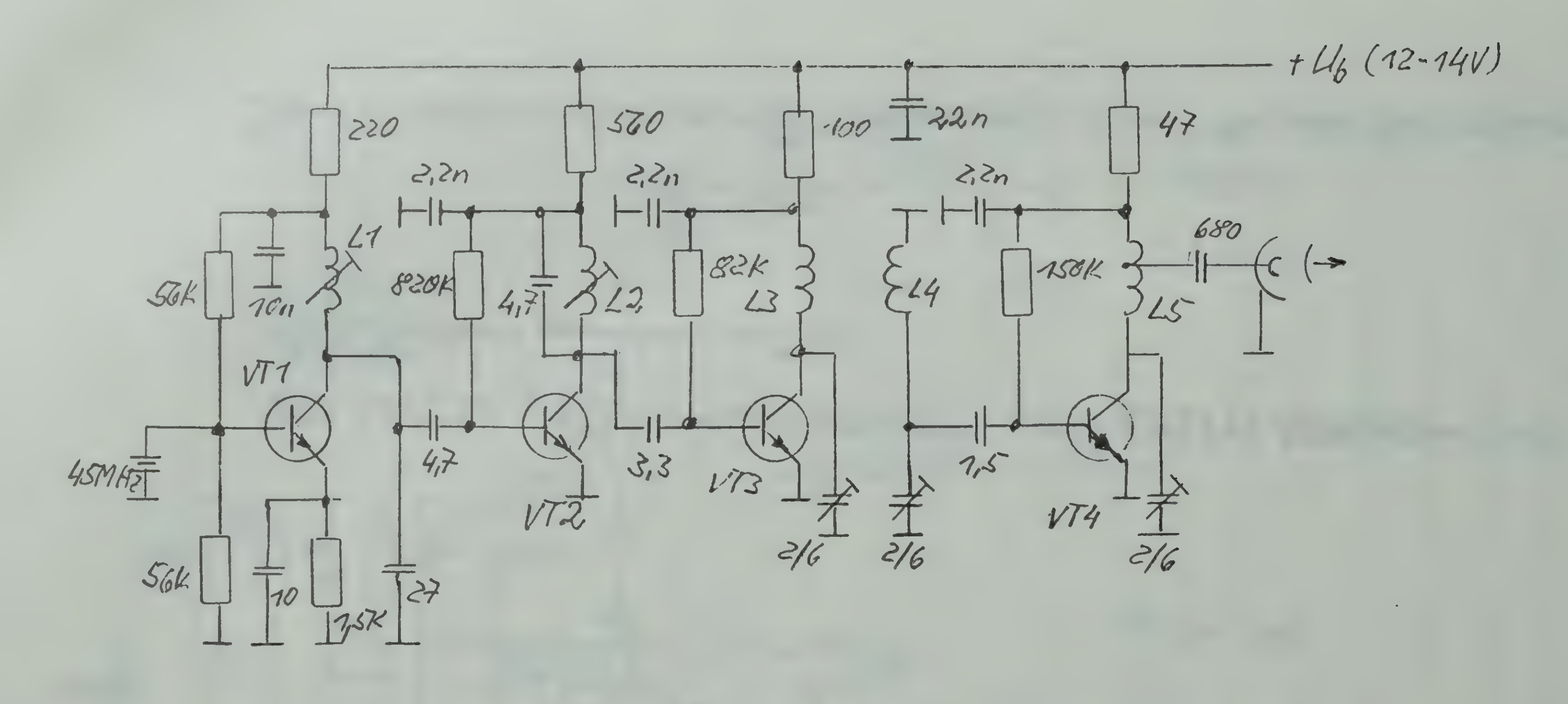


VT1 = SF225, VT2 = SF245 (BF199), VT3 = KT371 (BFR34A)

A1 = Breitbandverstärker (s. Text)

Bild 2

Oszillatorbaustein zur Ansteuerung eines Mischerbausteines



VT1 = SF225, VT2, VT3 = SF245, VT4 = KT3120 (BFR34A)

Bild 3

Quarzoszillator für fQ ~ 405 MHz

Tabelle 1

Spulendaten zu Bild 2

L 1 = je nach x-tal

L 2 = 9 Wdg. o,5 CuL Spulenkörper T1 (53 MHz)

L 3 = 2 Wdg. o,3 CuL auf L1 gewickelt

L 4 = 2,5 Wdg. o,5 CuAg 4mm Dorn)
) (265 MHz)
L 5 = 3,5 Wdg. o,5 CuAg 4mm Dorn)

L 6 5 — 6 — Ausgang — 15 — C/VT3

Tabelle 2

Spulendaten zu Bild 3

L 1 = 7 Wdg. o,5 CuL Spulenkörper T1 (45 MHz)

L 2 = 5 Wdg. o,5 CuL Spulenkörper T1 (135 MHz)

L 3 = 1 Wdg. o,8 CuAg 5mm Dorn (4o5 MHz)

L 4 = 1,5 Wdg. o,8 CuAg 5mm Dorn (4o5 MHz)

L 5 = 1 Wdg. o,8 CuAg 5mm Dorn Anz. lomm v.k.Ende



